

**VŠB - Technická univerzita Ostrava**  
**Fakulta elektrotechniky a informatiky**

**DIPLOMOVÁ PRÁCE**

VŠB - Technická univerzita Ostrava  
Fakulta elektrotechniky a informatiky

Zdroj napětí pro indukční ohřev  
Source of Voltage for Induction Heating

VŠB - Technická univerzita Ostrava  
Fakulta elektrotechniky a informatiky  
Katedra elektroniky

## Zadání diplomové práce

Student: **Bc. Miroslav Demko**  
Studijní program: N2649 Elektrotechnika  
Studijní obor: 2612T003 Aplikovaná elektronika  
Téma: **Zdroj napětí pro indukční ohřev**  
**Source of Voltage for Induction Heating**

Jazyk vypracování: čeština

Zásady pro vypracování:

1. Specifikujte problematiku indukčního ohřevu a vysvětlete principy polovodičových napájecích zdrojů pro indukční ohřev.
2. Navrhněte a realizujte funkční vzorek napájecího zdroje pro indukční ohřev s ohledem na požadovanou zátěž a výstupní frekvenci zdroje.
3. Proveďte měření výstupních parametrů a případnou optimalizaci v obvodu zátěže.

Seznam doporučené odborné literatury:

FAKTOR, Z. Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje. Praha: BEN - technická literatura, 2002.


Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.


Vedoucí diplomové práce: **Ing. Václav Sládeček, Ph.D.**

Datum zadání: 01.09.2018

Datum odevzdání: 30.04.2019



  
doc. Ing. Petr Palačský, Ph.D.  
vedoucí katedry

  
prof. Ing. Pavel Brandštetter, CSc.  
děkan fakulty

Prehlásenie študenta

Prehlasujem, že som túto diplomovú prácu vypracoval samostatne. Uviedol som všetky literárne  
pramene a publikácie, z ktorých som čerpal.

Dňa: 29.4.2019

.....

Podpis

## **Pod'akovanie**

Veľmi rád by som poďakoval vedúcemu mojej práce ktorým je Ing. Václav Sládeček, Ph.D. za jeho čas a odborné rady ktoré mi poskytol pri konzultáciách ohľadne tejto práce.

## Abstract

Účelom tejto diplomovej práce je špecifikovať problematiku indukčného ohrevu, so zameraním na polovodičové napájacie zdroje. Prvá časť práce obsahuje teoretické oboznámenie z rôznymi topológiami napájacích zdrojov. V ďalšej kapitole je práca zameraná na návrh a konštrukciu napájacieho zdroja, v tejto kapitole bude uvedený návrh hardwarovej časti ako aj programovej. Záver práce je určený pre meranie výstupných parametrov navrhnutého zdroja.

Kľúčové slová: Indukčný ohrev, Mikrokontroler, IGBT, Rezonačný obvod

## Abstract

The purpose of this thesis is to specify the issue of induction heating, focusing on semiconductor power supplies. The first part of the thesis contains theoretical knowledge of various power supply topologies. The next chapter is focused on the design and construction of the power supply. The conclusion of the thesis is intended for measuring the output parameters of the proposed source.

Keywords Induction: Induction heating, Microcontroller, IGBT, Resonant circuit.

## Obsah

Zoznam použitých symbolov a skratiek.....	9
Zoznam ilustrácií a tabuliek .....	10
Úvod.....	12
1. Teoretický rozbor .....	13
1.1. Princíp indukčného ohrevu.....	13
1.2. Elektromagnetická indukcia .....	14
1.3. Skin efekt .....	14
1.4. Zariadenie na indukčný ohrev .....	16
1.5. Napájací zdroj pre IH .....	16
1.5.1. Zdroj s prúdovým medziobvodom .....	17
1.5.2. Zdroj s napäťovým medziobvodom .....	18
1.6. Spínanie a spínacie straty .....	19
1.6.1. Rezonančný obvod .....	20
2. Návrh a konštrukcia zdroja pre IH .....	22
2.1. Výkonová časť zdroja .....	22
2.1.1. Predbíjací obvod.....	22
2.1.2. Usmerňovač.....	24
2.1.3. Kondenzátorová batéria.....	24
2.1.4. IGBT polmost.....	26
2.1.5. Budiaci obvod .....	28
2.1.5.1. Budiče bez galvanického oddelenia .....	29
2.1.5.2. Návrh budiaceho obvodu.....	30
2.1.6. Odľahčujúci obvod.....	31
2.1.7. Konštrukcia výkonovej časti .....	34
2.2. Riadiaci systém .....	35
2.2.1. Spracovanie prúdu.....	35
2.2.1.1. Prúdový transformátor.....	36
2.2.1.2. Zapojenie obvodu spracovania prúdu.....	37
2.2.2. Spracovanie napätia.....	40
2.2.3. Napájanie riadiacej časti.....	42
2.3. Programová časť .....	43
2.3.1. Mikrokontroler AtXmega16E5 .....	44

2.3.2.	AD prevodník.....	44
2.3.3.	PWM .....	44
2.3.4.	LCD.....	45
2.4.	Prispôsobovací obvod .....	46
2.4.1.1.	Kondenzátorová batéria C1 .....	48
2.4.1.2.	Pracovná cievka.....	49
	Záver .....	51
	Literátura .....	52
	Zoznam príloh .....	54



## **Zoznam použitých symbolov a skratiek**

### Použité symboly

f	Frekvencia	[Hz]
$U_d$	Napätie jednosmerného medziobvodu	[V]
Q	Činiteľ kvality rezonančného obvodu	[-]

### Použité skratky

IH	Indukčný ohrev
$U_i$	Indukované napätie
IGBT	Bipolárny tranzistor s izolovaným hradlom
AD	Analogovo digitálny prevodník
MCU	Mikrokontroler
PWM	Pulzno-šírková modulácia

## Zoznam ilustrácií a tabuliek

Obrázok 1 Schéma transformátora a analógia k IH .....	13
Obrázok 2 Pracovná cievka IH.....	13
Obrázok 3 Rozloženie prúdu a energie vo vodiči [1].....	15
Obrázok 4 Všeobecná schéma IH .....	16
Obrázok 5 Zdroj pre IH s triodou.....	17
Obrázok 6 Schéma striedača s prúdovým medziobvodom.....	17
Obrázok 7 Zdroj IH s napäťovým medziobvodom.....	18
Obrázok 8 Spínanie a priebeh strát pri spínaní [3].....	19
Obrázok 9 Sériový a paralelný rezonančný obvod.....	20
Obrázok 10 Závislosť prúdu na frekvencii v sériovom RLC obvode pre rôzne Q .....	21
Obrázok 11 Závislosť impedancie na frekvencii.....	22
Obrázok 12 Schéma výkonovej časti zdroja .....	22
Obrázok 13 Priebeh prúdu bez predbíjacieho obvodu .....	23
Obrázok 14 Priebeh prúdu pri použití predbíjacieho obvodu .....	23
Obrázok 15 VA charakteristika usmerňovača [4] .....	24
Obrázok 16 Štruktúra IGBT .....	26
Obrázok 17 Priebeh napätia (kanál C2) a priebeh prúdu (kanál C1) pri rezonancii .....	27
Obrázok 18 Galvanické oddelenie [15].....	28
Obrázok 19 Budič bez galvanického oddelenia [15].....	29
Obrázok 20 Schéma budiaceho obvodu .....	30
Obrázok 21 Vstupné signály budiča .....	30
Obrázok 22 Budiaci signál $U_g$ pre oba IGBT. ....	31
Obrázok 23 Priebehy napätia prúdu pri spínaní.[7] .....	32
Obrázok 24 reálny spínací obvod a priebeh veličín [7].....	32
Obrázok 25 Odl'ahčovací obvod RC. [7] .....	33
Obrázok 26 konštrukcia výkonovej časti .....	34
Obrázok 27 Blokový diagram riadiaceho systému.....	35
Obrázok 28 Princíp prúdového transformátora .....	36
Obrázok 29 zmena pomeru prúdového transformátora .....	37
Obrázok 30 Schéma zapojenia obvodu spracovania prúdu.....	37
Obrázok 31 štruktúra komparatora a operačného zosilňovača.....	38
Obrázok 32 Zapojenie Sallen-key pre dolnú priepusť 2. rádu .....	39
Obrázok 33 Obvodové zapojenie bloku spracovania napätia.....	40
Obrázok 34 zapojenie rozdielového zosilňovača .....	41
Obrázok 35 Napájanie riadiacej časti.....	42
Obrázok 36 Napájanie mikrokontrolera .....	42
Obrázok 37 Blokový diagram programovej časti.....	43
Obrázok 38 bloková schéma tvorby PWM .....	44
Obrázok 39 Prepojenie LCD s mikrokontrolerom .....	45
Obrázok 40 Čelný panel IH.....	46
Obrázok 41 prispôbovací obvod .....	46
Obrázok 42 Priebeh primárneho napätia (modrý priebeh), neurčitý integrál primárneho napätia (oranžový priebeh) .....	47

Obrázok 43 Zapojenie kondenzátorovej batérie C1 .....	49
Obrázok 44 Konštrukcia pracovnej cievky. ....	50
Obrázok 45 Zohrievanie materiálu.....	50
Tabuľka 1 Hĺbka vniku pre rôzne materiály .....	15
Tabuľka 2 Spínacie prvky používané v IH.....	16
Tabuľka 3 Normované Buttherwortové polynómy pre návrh filtra .....	39

## Úvod

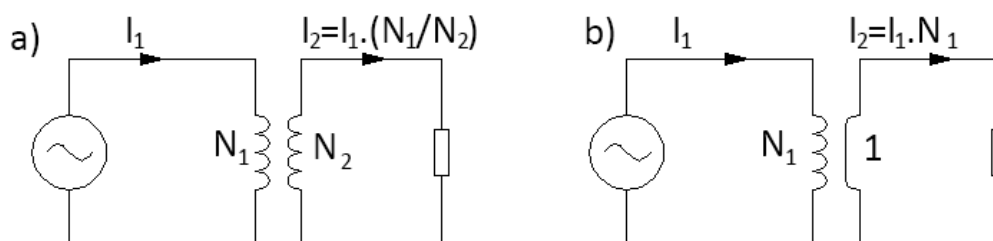
V súčasnej dobe sa stále kladie väčší dôraz na efektivitu pri výrobných procesoch, jedná sa buď o úsporu materiálu alebo energie. Indukčný ohrev prináša práve tieto výhody preto je využívaný pri úlohách vyžadujúcich vysokú presnosť a spoľahlivosť. Ďalšou výhodou je že teplo sa generuje priamo v zohrievanom objekte a hĺbku v ktorej sa toto teplo generuje je možné ovplyvniť. V priemysle sa využíva pre povrchové kalenie, zváranie, tavenie.

Účelom tejto práce teoreticky rozobrať topológie zdrojov ktoré sa používajú pre indukčný ohrev. V ďalšej časti je návrh zdroja malého výkonu pre stredné frekvenčné pásmo. Každý zdroj pre IH sa skladá z výkonovej časti ktorá má za účel dodať požadovaný výkon a požadovanej frekvencii ďalšou súčasťou je prispôsobovací obvod. Prispôsobovací obvod sa skladá z transformátora a kondenzátorovej batérie ktorá spolu s pracovnou cievkou tvorí rezonančný obvod. Celý zdroj riady riadiaci obvod ktorý musí byť schopný riadiť výkonovú časť tak aby generoval frekvenciu ktorá odpovedá rezonančnej frekvencii. Celá práca je zavŕšená overením parametrov napájacieho zdroja meraním.

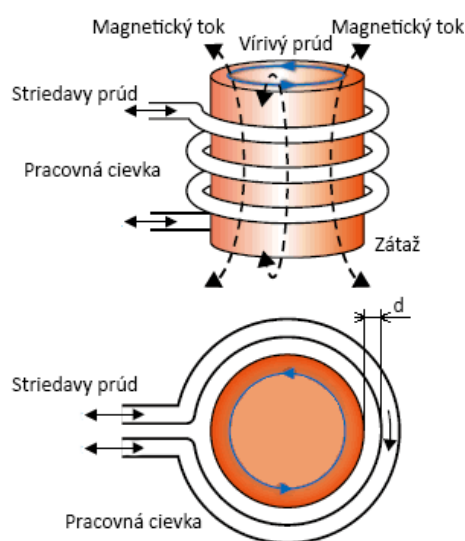
## 1. Teoretický rozbor

### 1.1. Princíp indukčného ohrevu

Technológia bezkontaktného ohrevu je známa už viac ako sto rokov. Zahŕňa širokú oblasť použitia pri opracovaní a odlievaní kovov pre svoje prirodzené výhody. IH je dobre známou metódou vyprodukovania tepla v lokalizovanej oblasti kovového objektu. Každý indukčný ohrev je zložený z troch základných faktorov: elektromagnetická indukcia, skin efekt a prenos tepla. Základná teória IH je podobná teórii transformátoru. Na obrázku 1.a je zobrazená základná schéma transformátoru kde sekundárny prúd transformátoru je v lineárnom pomere ku primárnemu prúdu. Primárne a sekundárne straty sú tvorené odporom vinutí a magnetickou väzbou. V prípade že by sekundárne vinutie tvoril iba jeden závit spojený na krátko tak by sa zvýšili tepelné straty v dôsledku zvýšeného sekundárneho prúdu obrázok 1.b. Na obrázku 2. je zobrazená pracovná cievka indukčného ohrevu so záťažou. Záťaž a pracovná cievka sú vzájomne izolované. Primárnym cieľom IH je maximalizovať generované teplo v záťaži preto musí byť izolačná vzdialenosť  $d$  (obrázok 2.) medzi záťažou a cievkou čo najmenšia, ďalším parametrom je materiál záťaže. Najvhodnejší materiál záťaže pre IH je materiál s nízkym merným odporom a vysokou permeabilitou.



Obrázok 1 Schéma transformátora a analógia k IH



Obrázok 2 Pracovná cievka IH

## 1.2. Elektromagnetická indukcia

Prenos energie na predmet, ktorý sa má ohrievať, sa uskutočňuje pomocou elektromagnetickej indukcie. Je známe že vo vodiči umiestnenom v striedavom magnetickom poli sa indukuje napätie  $U_i$ . Toto napätie je tým väčšie čím väčšia je zmena magnetického toku  $\Delta\Phi$  za časový úsek  $\Delta t$ .

$$U_i = -\frac{d\Phi}{dt} [\text{V, Wb, s}] \quad (1.1)$$

Ak je v magnetickom poli umiestnená slučka spojená na krátko indukované napätie  $U_i$  spôsobí tok prúdu, ktorý má opačný smer ako prúd ktorý spôsobil magnetické pole. Ak vložíme masívny vodič (napr. valec) do striedavého magnetického póla namiesto slučky nakrátko, začnú týmto valcom tiecť vírivé prúdy. Tieto vírivé prúdy vytvoria magnetické pole ktoré pôsobí proti zmene originálneho magnetického poľa, toto spôsobuje odpudivú alebo príťažlivú silu medzi vodičom a cievkou. Prúd vo vodiči sa dá zvýšiť silnejším magnetickým polom, magnetickým polom ktoré podlieha rýchlejšiemu zmenám alebo vodičom z vyššou vodivosťou. Vírivé prúdy majú za následok zohrievanie vodiča joulovými stratami.

$$P = R \cdot I^2 [\text{W, } \Omega, \text{A}] \quad (1.2)$$

Vo väčšine aplikácii IH sa odpor zohrievaného predmetu nedá ľahko určiť. Dôvodom je nelineárne rozloženie prúdu vo vodiči.

Magnetická permeabilita materiálu je schopnosť materiálu pohltiť magnetickú pole. Magnetické pole a magnetická indukcia sú v materiáli prepojené rovnicou

$$B = \mu \cdot H [\text{T, H.m}^{-1}, \text{A.m}^{-1}] \quad (1.3)$$

$$\mu = \mu_0 + \mu_r \quad (1.4)$$

$\mu_0$  je permeabilita vákua  $4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H.m}^{-1}$

$\mu_r$  je materiálová konštanta

## 1.3. Skin efekt

Striedavý prúd má tendenciu sa rozložiť vo vodiči tak že najväčšia hustota prúdu je na povrchu vodiča a postupne klesá z väčšími hĺbkami. Čím je vyššia frekvencia prúdu, tým viac sa zväčšuje hustota prúdu smerom k povrchu vodiča. Pri veľmi vysokej frekvencii prechádza prúd len povrchom vodiča, to znamená že na povrchu vodiča bude generované aj najväčšie teplo. Skin efekt je charakterizovaný konštantou  $\delta$  ktorá odpovedá hĺbke vniku. Prúdová hustota  $I$  vo vodiči klesá exponenciálne z hodnoty na povrchu  $I_s$  podľa hĺbky  $d$  od povrchu.

$$I = I_s \cdot e^{-\frac{d}{\delta}} \quad (1.5)$$

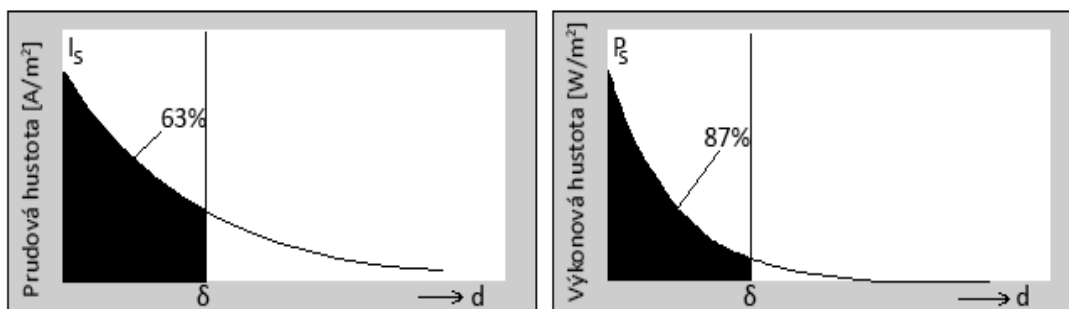
Kde  $\delta$  je konštanta ktorá predstavuje hĺbku od povrchu vodiča v ktorej prúdová hustota klesla o  $1/e$  oproti hustote na povrchu  $I_s$ . Alternatívna definícia  $\delta$  je určená ako šírka vrstvy od povrchu v ktorej sa prenáša 87% energie.

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}} \quad (1.6)$$

$\rho$  = merný elektrický odpor vodiča

$\mu$  = absolútna magnetická permeabilita

Hĺbka vniku závisí nielen na materiálových konštantách ( $\rho$ ,  $\mu$ ) ale aj na frekvencii. Zmena frekvencie nám umožňuje riadiť  $\delta$ .



Obrázok 3 Rozloženie prúdu a energie vo vodiči [1]

Tabuľka 1 Hĺbka vniku pre rôzne materiály

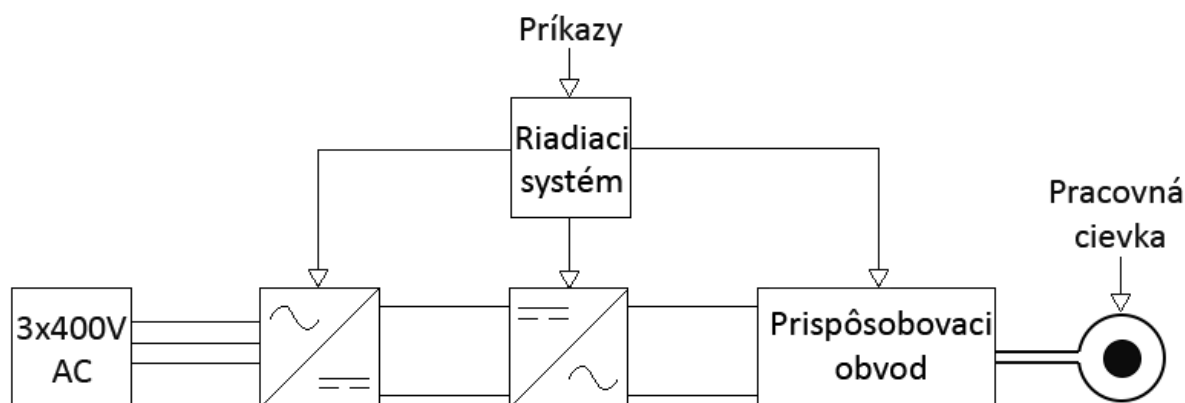
$\delta$ [mm]	Oceľ 20°C	Oceľ 20°C	Meď 20°C	Meď 900°C	Grafit 20°C
$\rho$ [ $\mu\Omega\cdot m$ ] →	0,16	0,16	0,017	0,086	10
$\mu_r$ [-] →	40	100	1	1	1
Frekvencia ↓					
50 Hz	4,50	2,85	9,31	20,87	225,08
100 Hz	3,18	2,01	6,58	14,76	159,15
1kHz	1,01	0,64	2,08	4,67	50,33
10kHz	0,32	0,20	0,66	1,48	15,92
100kHz	0,10	0,06	0,21	0,47	5,03
1MHz	0,03	0,02	0,07	0,15	1,59

Ako je možné odvodiť z vyššie uvedeného vzorca, hĺbka vniku je nepriamo úmerná druhej mocnine  $\mu_r$ . Pre diamagnetické materiály ako sú meď, hliník je relatívna magnetická permeabilita  $\mu_r=1$ . Feromagnetické materiály (železo, niektoré druhy ocele) majú na druhú stranu  $\mu_r$  oveľa väčšie. S toho vyplýva že materiály vykazujú väčší skin efekt (menšie  $\delta$ ).

Magnetická permeabilita feromagnetických materiálov silne závisí na zložení materiálu a na podmienkach v ktorých sa nachádza (teplota, intenzita magnetického poľa, saturácia). Nad Curieho teplotu  $\mu_r$  prudko klesá, čo má za následok zvýšenie  $\delta$ .

## 1.4. Zariadenie na indukčný ohrev

Zariadenie na IH sa skladá z napájacieho zdroja ktorý dodá požadovaný výkon na požadovanej frekvencii, prispôsobovacieho obvodu a pracovnej cievky. Ako zdroje sú všeobecne najviac využíva rezonančne meniče zložené s polovodičovými súčiastkami v zapojení plného mostu alebo polmostu.



Obrázok 4 Všeobecná schéma IH

## 1.5. Napájací zdroj pre IH

Napájací zdroj pre IH môže nabráť rôznych podôb, rozhodujúcim faktorom je pracovná frekvencia. Napríklad systémy pracujúce na 50Hz sú tvorené transformátorom, sekundárna vinutie slúži ako pracovná cievka. Rozdelenie zdrojov podľa použitých spínacích prvkov sa nachádza v tabuľke 2.

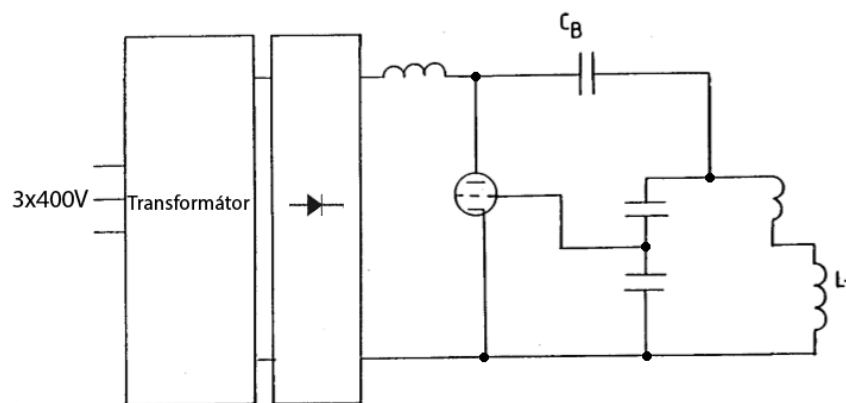
Tabuľka 2 Spínacie prvky používané v IH

	Tyristory	Tranzistzory	Elektronky
Výkon	<10MW	<500kW	<1200kW
Frekvenčné pásmo	100Hz-10kHz	<500kHz	<10MHz
Účinnosť	90-97%	75-90%	55-70%

Ako je možné vidieť v tabuľke 2 pracovné frekvencie a výkonové nároky spojené s IH sa líšia vo vysokej miere. Tento široký zaber viedol k vyvinutiu rôznych tipov zdrojov. Systémy pracujúce zo sieťovou frekvenciou sa používajú na tavenie kovu, nahrievanie ingotov pred kutím alebo valcovaním, výkony týchto typov IH môžu dosahovať až 100MW. Magnetické násobiče frekvencie rozšírili rozsah frekvencie na 150Hz vyňatím tretej harmonickej generovanej pri spojení výstupov troch jednofázových transformátorov do otvoreného trojuholníka.

Pre aplikácie vyžadujúce frekvencie v rozmedzí 50kHz až 10MHz sa využívajú zdroje s triodovým oscilátorom. Vysoké jednosmerné napätie je privedené medzi anódu a katódu triody a vysokofrekvenčným výstupom je zvyčajne napájaný paralelný rezonančný obvod, poprípade prispôsobujúci transformátor. Zapojenie pracuje ako zosilňovač v triede C, účinnosť týchto oscilátorov len zriedka presahuje 60%. Zdroje v pásme do 500kHz boli postupne nahradené zdrojmi využívajúcimi polovodičové súčiastky ako sú MOSFET a IGBT tranzistory.

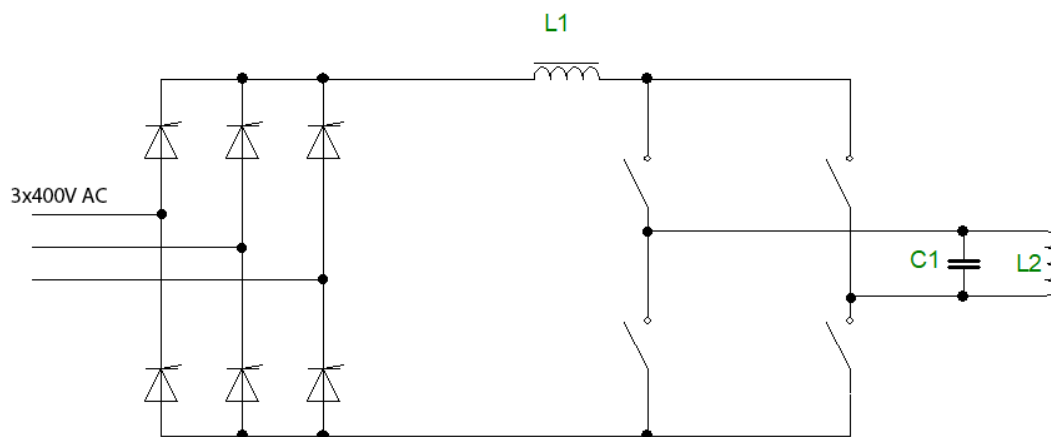




Obrázok 5 Zdroj pre IH s triadou

Aplikácie využívajúce IH majú zväčša vysoké výkonové nároky na spínacie prvky. Tranzistory MOSFET majú preto veľkú výhodu v tom že majú pozitívny teplotný koeficient ich odporu v priepustnom stave, preto sa dajú relatívne jednoducho spájať paralelne. Zdroje využívajúce mosfety sú spoľahlivejšie ako zdroje využívajúce bipolárne tranzistory ktoré požadujú špeciálne obvody na zamedzenie tepelného prierazu.

### 1.5.1. Zdroj s prúdovým medziobvodom



Obrázok 6 Schéma striedača s prúdovým medziobvodom

Na obrázku 5 je schéma striedača s prúdovým medziobvodom. Táto konfigurácia je často používaná pre IH využívajúci tyristory.

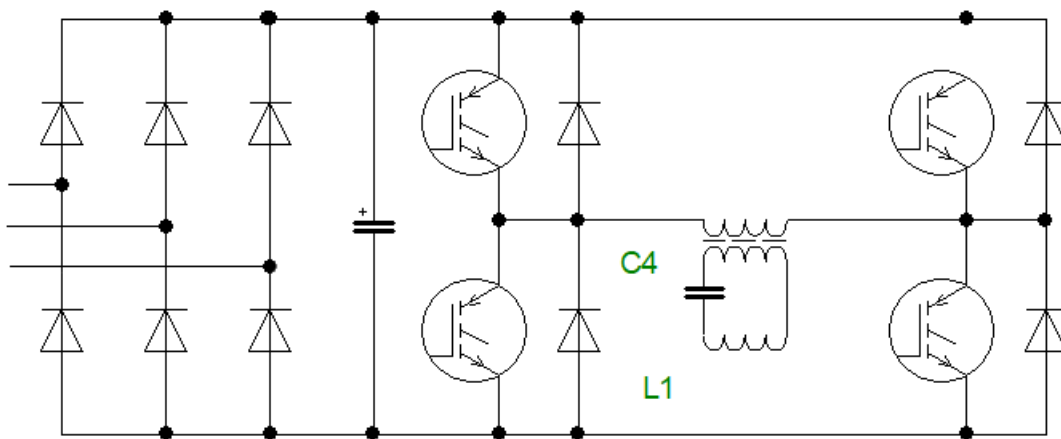
Trojfázové napätie je usmernené plne riadením tyristorovým usmerňovačom. Riadený usmerňovač je použitý aby bolo možné nastaviť hodnotu výkonu zariadenia. Tlmivka L1 v jednosmernom medziobvode vyhladzuje prúd tak aby striedač bol schopný dodať do záťaže obdĺžnikový priebeh prúdu. Väčšina pracovných cievok IH má Q väčšie ako 10 takže sú rezonované v rezonančnom obvode tak aby napájací zdroj nemusel pracovať s veľkým množstvom jalového výkonu. Ak by bol použitý sériový rezonančný obvod pre tento typ meniča, tak vysoko frekvenčná zložka obdĺžnikového prúdu by videla v sériovom rezonančnom obvode vysokú impedanciu a nastali by napäťové špičky. Preto striedač napája

paralelný rezonančný obvod. Pretože  $Q$  rezonančného obvodu je relatívne vysoké priebeh napätia na tomto obvode bude kvázi sínusový.

Hlavnou výhodou tohto zapojenia je vstavaná skratová ochrana ktorú zabezpečuje tlmivka v medziobvode. Toto je veľmi dôležité v IH pretože pracovná cievka je veľmi náchylná na vytvorenie skratu. Ďalšiu výhodu tvorí absencia nulových diód. Základná frekvencia vysokofrekvenčného zvlnenia na odoberanom prúde zo siete, ktorá je dvojnásobkom spínacej frekvencie, sa nemení vo veľkom rozsahu a preto je ju relatívne jednoduché filtrovať.

Medzi nevýhody striedača s prúdovým medziobvodom patrí rozmerná tlmivka  $L1$ , ďalšou nevýhodou je spôsob riadenia výkonu meniča. Pri nízkych výkonoch, malý riadiaci uhol usmerňovača, je účinník malý a menič odoberá veľký jalový výkon. Ak je menič osadený tyristormi je nutné zdroj vybaviť pomocným obvodom ktorý pred úplným spustením dodá určitú energiu do rezonančného obvodu aby boli tyristory schopné správne komutovať.[2]

### 1.5.2. Zdroj s napäťovým medziobvodom



Obrázok 7 Zdroj IH s napäťovým mezdziobvodom

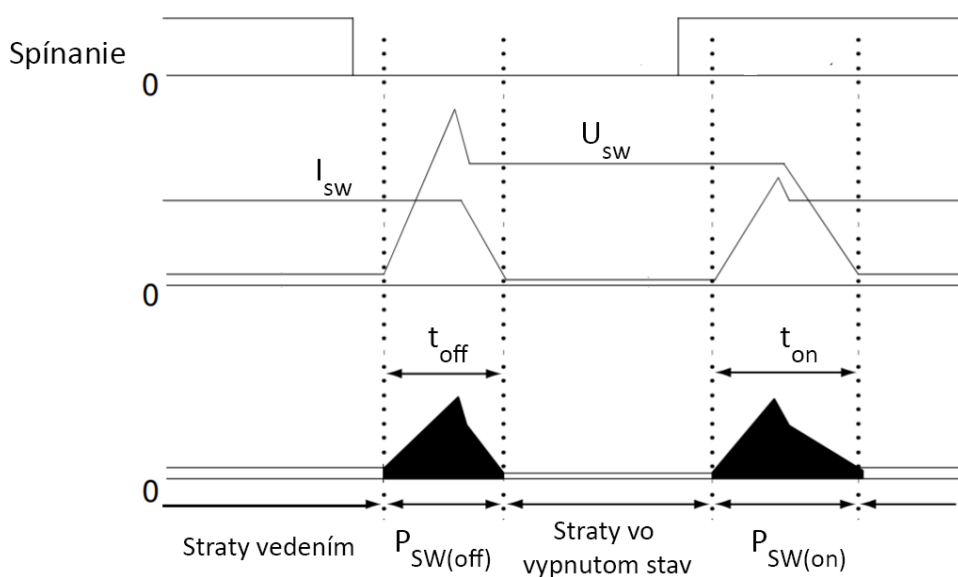
Schéma striedača s napäťovým medziobvodom je na obrázku 7. Trojfázové napájacie napätie je usmernené diódovým usmerňovačom. Jednosmerné napätie je následne vyhladené kondenzátorovou batériou, ta nám umožní preniesť na záťaž obdĺžnikový priebeh napätia. Ak by sme pripojili k napäťovému striedaču paralelný rezonančný obvod vznikali by v obvode prúdové špičky, ktoré by museli byť vedené spínačmi. Paralelný rezonančný obvod by predstavoval nízku impedanciu pre vysokofrekvenčnú zložku budiaceho napätia. Preto je najjednoduchšie pri napätovom striedači použiť sériový rezonančný obvod. Predpokladá sa že kvalita rezonančného obvodu  $Q$  je väčšia ako 10, preto má prúd rezonančným obvodom tvar sínusový. V prípade že obvod nepracuje v rezonančnej frekvencii začnú prúd viesť aj diódy.

Nevýhodou napäťového striedača je že nemá vstavanú prúdovú ochranu ako prúdový striedač a preto musí byť táto rýchla ochrana pridaná. Nevýhodou sériového rezonančného obvodu je že pri rezonancii vykazuje nízku impedanciu ktorej veľkosť závisí iba na sériovom odpore akumuláčnych prvkov obvodu. Pre túto vlastnosť j nutné použiť prispôsobovací transformátor. Pomer kladného a záporného napätia na vinutí transformátora musí byť 50%, čiže budiaci signál nesmie obsahovať jednosmernú zložku. Jednosmerná zložka by spôsobila presýtenie transformátora a jeho nadmerné zahrievanie. Ďalšia nevýhoda nastane ak zapneme tranzistor v dobe kedy vedie dióda ktorá je nad ním. Zdroj je v skrate

počas doby kým dióda neobnoví svoje závere vlastnosti. Predísť tomuto problému je možné buđením rezonančného obvodu nad jeho rezonančnú frekvenciu. Budenie nad rezonančnú frekvenciu vyžaduje zložitejší riadiaci systém a striedač spína induktívnu záťaž. [2]

## 1.6. Spínanie a spínacie straty

Všeobecne platí že zariadenia využívajúce polovodičové spínače pracujú v režime tvrdého spínania. Týmto zariadeniami sú rôzne typy pulzných meničov alebo stridačov a podobných topológií v energetickej sústave. Pri tvrdom spínaní zapíname a vypíname spínače pri určitom prúde a napätí. Pri tomto type spínania vznikajú spínacie straty ako je zobrazené na obrázku 8. Spínanie taktiež produkuje nežiaduce elektromagnetické rušenie, ktoré je spôsobené veľkými hodnotami  $di/dt$  a  $du/dt$ .



Obrázok 8 Spínanie a priebeh strát pri spínaní [3]

$$P_{SW} = f_{SW} \cdot (P_{SW(off)} + P_{SW(on)}) = \frac{1}{2} U_{SW} \cdot I_{SW} \cdot f_{SW} \cdot (t_{on} + t_{off}) \quad (1.7)$$

- $P_{sw}$  :Spínacie straty [W]
- $U_{sw}$  :Napätie vo vypnutom stave [V]
- $I_{sw}$  :Prúd v zapnutom stave [A]
- $f_{sw}$  :Frekvencia spínania [Hz]
- $t_{on}$  :Doba zapnutia [s]
- $t_{off}$  :Doba vypnutia [s]

Zvyšovaním frekvencie sa dajú zmenšiť rozmery transformátorov a filtrov, čo pomáha pri stavbe ľahších a menších zariadení z vyššou energetickou hustotou. Zvyšovanie frekvencie má za následok zvyšovanie spínacích strát a celkové zníženie efektívnosti zariadenia. Spínacie straty na spínačoch sa

dajú znížiť pripojením odľahčujúceho obvodu (snubber). Pripojením tohto obvodu dosiahneme iba premiestnenie strát zo spínacích prvkov na odľahčujúci obvod.

Vyššej efektivity pri konverzii elektrickej energie na vyšších frekvenciách sa dá dosiahnuť manipuláciou napätia alebo prúdu v momente spínania tak aby ich hodnota bola rovná nule. Tento spôsob spínania je nazvaný mäkké spínanie, táto metóda môže byť ďalej rozdelená na dve pod kategórie: spínanie pri nulovom napätí (Zero-voltage switching) a spínanie v nulovom prúde (Zero-current switching). Spínanie v nulovom napätí odstraňuje straty pri zapínaní tak že napätie je nulové tesne pred zapínaním spínača. Spínanie v nulovom prúde eliminuje straty pri vypínaní tak že k vypnutiu spínača dochádza tesne potom ako prúd dosiahne nulovej hodnoty. Napätie alebo prúd sa dá manipulovať tak aby dosiahli nulovej hodnoty pri spínaní použitím rezonančného obvodu LC. Takáto topológia sa nazýva rezonančný menič.

Spínanie v nulovom prúde umožňuje absorbovať energiu uloženú v indukčnosti rezonančným obvodom a tak eliminovať napäťovú špičku pri vypínaní. Napäťová špička vznikajúca z vybitia prechodových kapacít, ktorá vzniká pri zapínaní, sa nedá ovplyvniť metódou spínania v nulovom prúde. Spínanie v nulovom napätí nemá tento nedostatok, pretože je schopní absorbovať energiu uloženú v kapacite aj indukčnosti rezonančným obvodom. Táto metóda eliminuje vznik prúdovej špičky pri vypínaní (spôsobuje indukčnosť obvodu) ako aj pri zapínaní (spôsobuje kapacita obvodu). Spínanie v nulovom napätí umožňuje spínanie s nižšími stratami a zároveň znižuje problém elektromagnetického rušenia.

### 1.6.1. Rezonančný obvod

Rezonančný obvod a rezonančný menič pozostáva z kondenzátora, tlmivky a rezistoru. Využívajú sa dva typy rezonančných obvodov: sériový rezonančný obvod a paralelný rezonančný obvod.



Obrázok 9 Sériový a paralelný rezonančný obvod

Po pripojení zdroja elektrickej energie sa uloží energia  $E_L$  v tlmivke a následne sa transformuje do kondenzátora. Energia  $E_C$  je celkové množstvo energie uloženej v kondenzátore. Rezonancia nastáva v čase kedy si tlmivka kondenzátor navzájom vymieňajú energiu. Celkové množstvo energie uloženej v obvode počas rezonancie ostáva nezmenené. Toto celkové množstvo je rovnaké ako maximálne množstvo energie uložené kondenzátore alebo tlmivke.

$$i = \sqrt{2} \cdot I \cdot \sin \omega t \quad [\text{A}] \quad (1.8)$$

$$u_c = \frac{1}{C} \int i dt = -\frac{\sqrt{2} \cdot I}{\omega \cdot C} \cos \omega t \quad [\text{V}] \quad (1.9)$$

$$E_L = \frac{1}{2} Li^2 = Li^2 \sin^2 \omega t \quad [\text{J}] \quad (1.10)$$

$$E_C = \frac{1}{2} C u_C^2 = -\frac{I^2}{\omega^2 C} \cos^2 \omega t = L I^2 \cos^2 \omega t \text{ [J]} \quad (1.11)$$

$$E_L + E_C = L I^2 (\sin^2 \omega t + \cos^2 \omega t) = L I^2 \frac{1}{\omega^2 C} \text{ [J]} \quad (1.12)$$

Časť energie sa pri rezonancii stratí kôli odporu v obvode, celkové množstvo energie uchovanej v obvode sa znižuje s každou výmenou energie.

$$X_L = j\omega L \text{ } [\Omega]$$

$$X_C = \frac{1}{j\omega C} \text{ } [\Omega]$$

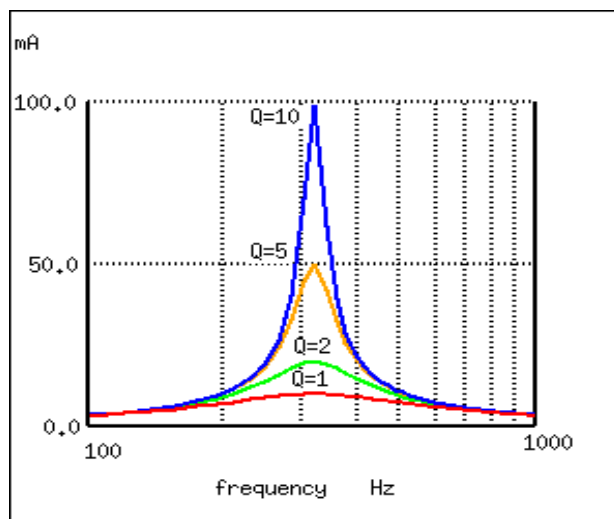
$$|Z| = \sqrt{R^2 + \left(\omega L + \frac{1}{\omega C}\right)^2} \text{ } [\Omega]$$

Pri rezonančnej frekvencii je induktívna reaktancia  $X_L$  a kapacitná reaktancia  $X_C$  rovnaká. Prúd obvodom dosiahne svojho maxima keď frekvencia zdroja je identická ku rezonančnej frekvencii obvodu  $f_0$ . V prípade že frekvenciu zdroja znížime alebo zvýšime prúd obvodom klesne.

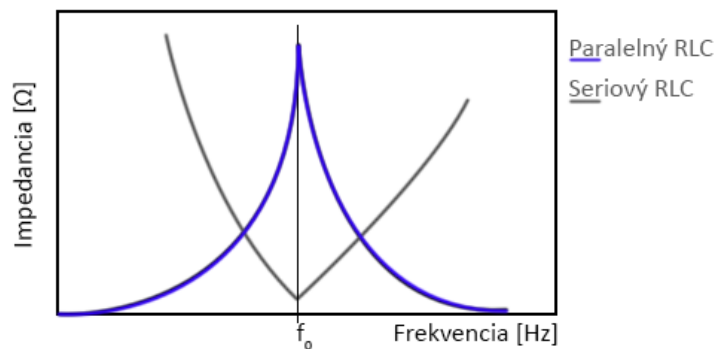
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \text{ [Hz]}$$

$$Q = \frac{2\pi f_0 L}{R} = \frac{1}{2\pi f_0 C R} \text{ [-]}$$

Činiteľ akosti rezonančného obvodu  $Q$  udáva koľko krát je väčšie napätie na cievke (kondenzátore) pri rezonančnej frekvencii ako je na odpore. Rezonančný obvod s veľkým činiteľom akosti majú strmější prechod do rezonancie. V oblasti kde spínacia frekvencia je nižšia ako rezonančná frekvencia menič spína kapacitnú záťaž. Pri zvýšení frekvencie nad rezonančnú frekvenciu sa zvýši aj induktívna reaktancia  $X_L$ . Zvýšená  $X_L$  vedie k zníženiu veľkosti prúdu a tým aj výstupného výkonu.



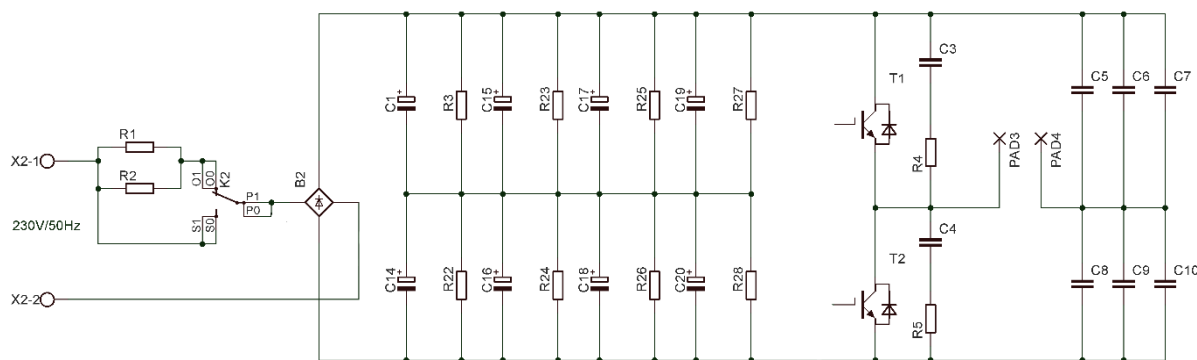
Obrázok 10 Závislosť prúdu na frekvencii v sériovom RLC obvode pre rôzne  $Q$



Obrázok 11 Závislosť impedancie na frekvencii

## 2. Návrh a konštrukcia zdroja pre IH

### 2.1. Výkonová časť zdroja

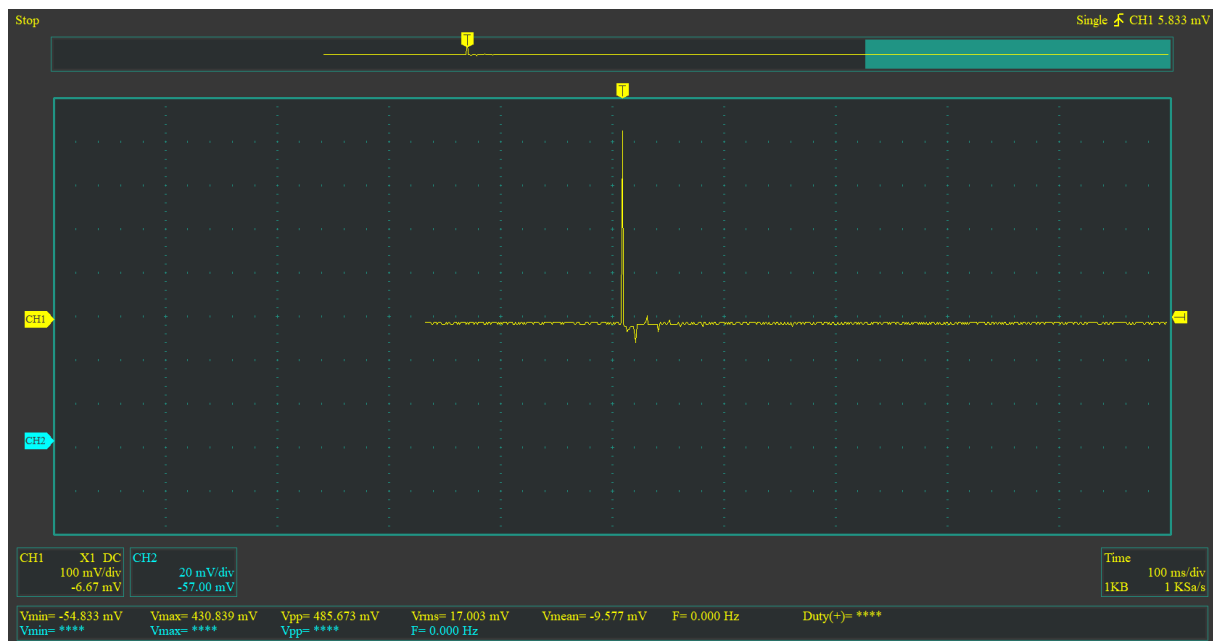


Obrázok 12 Schéma výkonovej časti zdroja

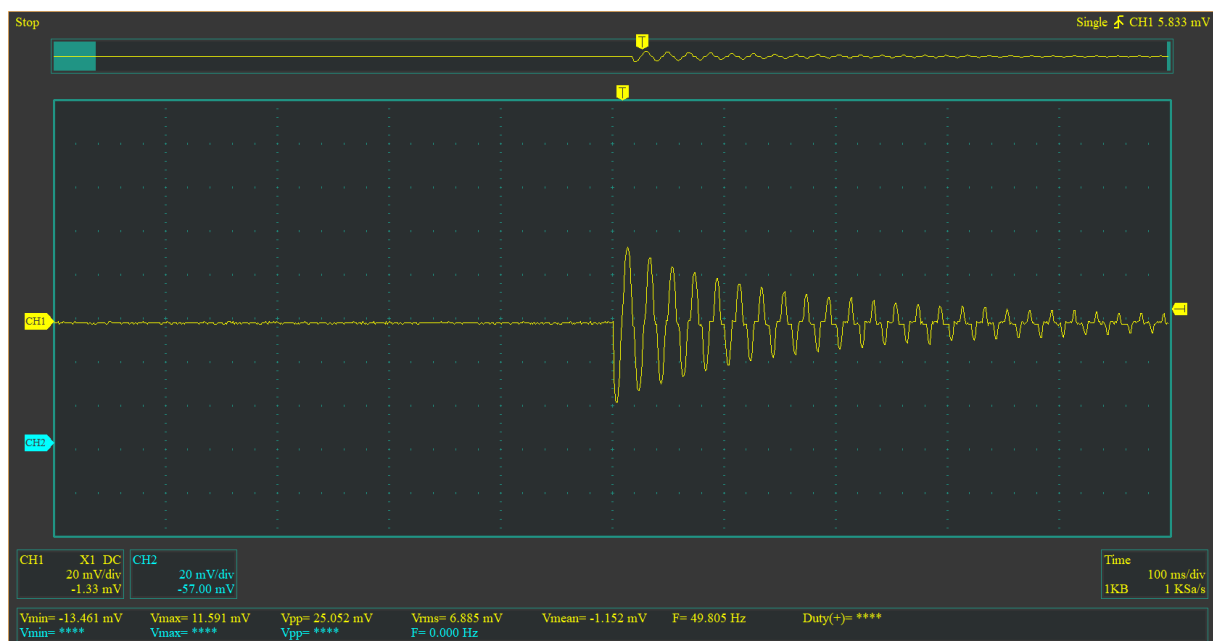
Na obrázku 12 sa nachádza schéma výkonovej časti, tá pozostáva z predbíjacieho obvodu, usmerňovača, kondenzátorovej batérie, polmostu a kapacitného deliča. Zariadenie je napájané z jednofázovej siete. Prvky obvodu sú navrhované na minimálne napätie 500V. Konštrukcia výkonovej časti je prevedená na jednom plošnom spoji.

#### 2.1.1. Predbíjací obvod

Predbíjací obvod slúži na počiatočné nabitie kondenzátorovej batérie, obmedzí skrat pri prvotnom nabíjaní kondenzátorov. Tento obvod je ovládaný pomocou relé. Ak je relé vo vypnutej polohe nabíjací prúd je obmedzený paralelnou kombináciou rezistorov R1, R2. Po dosiahnutí 80% očakávaného napätia v medziobvode je relé zapnuté a zariadenie je pripojené priamo na napájaciu sieť.



Obrázok 13 Priebek prúdu bez predbíjacieho obvodu



Obrázok 14 Priebek prúdu pri použití predbíjacieho obvodu

Na obrázku 13 je možné vidieť priebeh prúdu odoberaného zo siete bez použitia predbíjacieho obvodu. Kondenzátorová batéria sa síce rýchlo nabije ale je to za cenu vysokého prúdu ktorý môže poškodiť usmerňovač a tiež môže doísť k zareagovaniu nadprúdovej ochrany siete. Prúd odoberaný zo siete dosiahol maximálnu hodnotu 61,4A. Pri použití predbíjacieho obvodu je nabíjanie podstatne pomalšie ale najvyšší dosiahnutý prúd je približne 5,5A. Na meranie napájacieho prúdu bolo použitý prúdový transformátor ASM-010 ktorý mal v tomto konkrétnom zapojení prevod 1A/7mV.

### 2.1.2. Usmerňovač

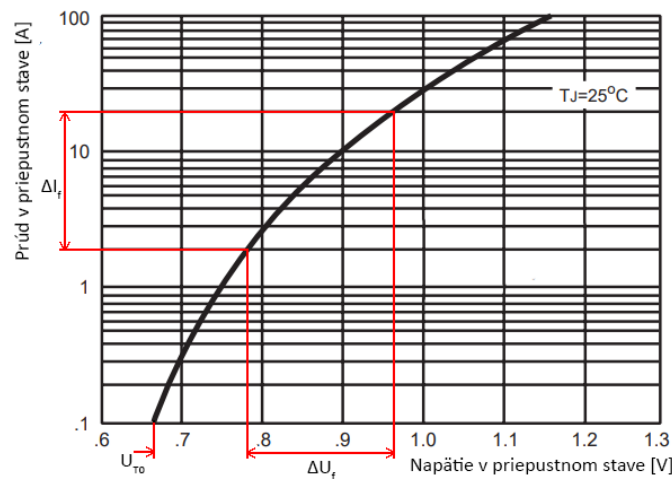
Ako usmerňovač je použitý mostíkový usmerňovač MMB156 [4]. Tento usmerňovač má dostačujúce parametre pre toto zariadenie a jeho výhodou je že konštrukcia je usporiadaná na to aby sa dal usmerňovač jednoducho pripojiť k chladiču. Pre výpočet strát na usmerňovači vychádzam s toho že striedač pri rezonancii spína iba odporovú záťaž čo uľahčí výpočet.

Maximálny príkon  $P_{\max} = 2000\text{W}$

$$I_m = \sqrt{2} \cdot I_{RMS} = \sqrt{2} \cdot \frac{P_{Pmax}}{U_{RMS}} = \sqrt{2} \cdot \frac{2000}{230} = 12,3 \text{ A} \quad (2.1)$$

$$I_{FAV} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_m \cdot \sin(\omega t) d\omega t = \frac{I_m}{\pi} [-\cos(\omega t)]_0^{\pi} = \frac{2 \cdot I_m}{\pi} = \frac{2 \cdot 12,3}{\pi} = 7,83 \text{ A} \quad (2.2)$$

$$I_{RMS}^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_m^2 \cdot \sin^2(\omega t) d\omega t = \frac{I_m^2}{\pi} \left[ \omega - \frac{\sin(2\omega t)}{2} \right]_0^{\pi} = I_m^2 = 12,3^2 = 151,29 \text{ A}^2 \quad (2.3)$$



Obrázok 15 V<sub>A</sub> charakteristika usmerňovača [4]

Odcítane hodnoty z obrázka 13:  $U_{T0} = 0,67\text{V}$ ,  $\Delta I_F = 18\text{A}$ ,  $\Delta U_F = 0,19\text{V}$

$$R_D = \frac{\Delta U_F}{\Delta I_F} = \frac{0,19}{18} = 10,6\text{m}\Omega \quad (2.4)$$

$$P_{FAV} = U_{T0} \cdot I_{FAV} + R_D \cdot I_{RMS}^2 = 0,67 \cdot 7,83 + 10,6 \cdot 10^{-3} \cdot 151,29 = 6,83\text{W} \quad (2.5)$$

### 2.1.3. Kondenzátorová batéria

Kondenzátorová batéria slúži na vyhladenie napätia po usmernení, zníži zvlnenie napätia v medziobvode na požadovanú hodnotu. Povolená veľkosť zvlnenia napätia sa líši podľa aplikácie napríklad pre koncové zosilňovače v triede A sa pripúšťa zvlnenie 0,5%. Pre zdroj na IH bude postačovať zvlnenie 12,4% čo odpovedá rozkmitu napätia v medziobvode  $\Delta U_{DC} = 40\text{V}$ , aj keď sa môže



toto zvlnenie zdať veľké treba vziať do úvahy že kondenzátory sa nabíjajú až keď napätie siete je vyššie ako napätie na kondenzátore, tým pádom prúd je zo siete odoberaný iba v špičkách sieťového napätia a usmerňovačom tečú v tomto čase veľké prúdy. Zvolením väčšieho zvlnenia čiže menšej kondenzátorovej batérie znížime požiadavky na usmerňovač. Pri spínaní mimo rezonancie medziobvod a súčiastky naň pripojené budú namáhané napäťovými špičkami, preto je zvolená napäťová rezerva  $1,5U_{max}$ . Ďalšou požiadavkou na kondenzátory je malá výška.

$$P_{Pmax}=2000W, U_{in}=230V/50Hz$$

$$f_{rec} = p \cdot f = 2 \cdot 50 = 100 \text{ Hz} \quad (2.6)$$

$$U_{max} = \sqrt{2} \cdot U_{in} = \sqrt{2} \cdot 230 = 325,27 \text{ V} \quad (2.7)$$

$$\text{Zvlnenie napätia : } \Delta U = 40V$$

$$U_{min} = U_{max} - \Delta U = 325,27 - 40 = 285,27 \text{ V} \quad (2.8)$$

Minimálna kapacita:

$$C_{min} = \frac{2 \cdot P}{(U_{max}^2 - U_{min}^2) \cdot f_{rec}} = \frac{2 \cdot 2000}{(325,27^2 - 285,27^2) \cdot 100} = 1,637 \text{ mF} \quad (2.9)$$

Nabíjací čas kondenzátorovej batérie:

$$t_c = \frac{\cos^{-1}\left(\frac{U_{min}}{U_{max}}\right)}{2 \cdot \pi \cdot f} = \frac{\cos^{-1}\left(\frac{285,27}{325,27}\right)}{2 \cdot \pi \cdot 50} = 1,6 \text{ ms} \quad (2.10)$$

Prúd tečúci kondenzátorovou batériou :

$$I_{rms} = C \cdot \Delta U \cdot \sqrt{\frac{f_{rec}}{t_c \cdot (1 - t_c \cdot f_{rec})}} = 1,637 \cdot 10^{-3} \cdot 40 \cdot \sqrt{\frac{100}{1,6 \cdot 10^{-3} \cdot (1 - 1,6 \cdot 10^{-3} \cdot 100)}} = 17,86 \text{ A} \quad (2.11)$$

Kondenzátorový batéria je tvorená 8 x LLS2E821MELB 820μF/250V [6]. Tieto kondenzátory vyhovujú ak prúdovým požiadavkám tak aj požiadavke na pracovné napätie kdeže usporiadanie kondenzátorovej batérie je podľa obrázka 12.

Pracovný prúd jedného kondenzátora  $I_{max1}=3010\text{mA}$ .

Korekčná konštanta pre frekvencie nad 50kHz  $K=1,5$ . [6]

Maximálny prúd zvolenou batériou:

$$I_{max} = 4 \cdot I_{max1} \cdot K = 4 \cdot 3,01 \cdot 1,5 = 18,06 \text{ A} \quad (2.12)$$

Keďže kondenzátory sú zapojené v sérii tak napätie sa nich nemusí rozdeliť rovnomerne keďže elektrolytické kondenzátory majú veľký rozsah tolerancii. Rozdielne kapacity kondenzátorov v sérii môžu zapríčiniť nerovnomerné rozdelenie napätia. Na získanie správneho rozdelenia napätia je nutné využiť balančné rezistory. Kvalita týchto rezistorov je veľmi podstatná, pretože ak sa rezistor zničí, zničí aj kondenzátory vo vetve. Pre zvýšenie spoľahlivosti sa odporúča aby výkonová strata na rezistore bola menšia ako polovica hodnoty udávanej výrobcom [5]. Tolerancie balančných rezistorov by nemali byť väčšie ako 5% keďže ovplyvňujú samotné rozdelenie napätia. Rovnomerné rozdelenie napätia nieje

jediná funkcia balančných rezistorov, balančné rezistory umožňujú bezpečné vybitie kondenzátorovej batérie po odpojení od siete.

$$R = \frac{1}{0.015 \cdot C} = \frac{1}{0.015 \cdot 820 \cdot 10^{-6}} = 81300 \approx 82 \text{ k}\Omega \quad (2.13)$$

$$P_R = \frac{\left(\frac{U_{max}}{2}\right)^2}{R} = \frac{\left(\frac{325}{2}\right)^2}{82 \cdot 10^3} = 0,322 \text{ W} \quad (2.14)$$

Rezistory použité pre kondenzátorovú batériu: 82kΩ/1W.

#### 2.1.4. IGBT polmost

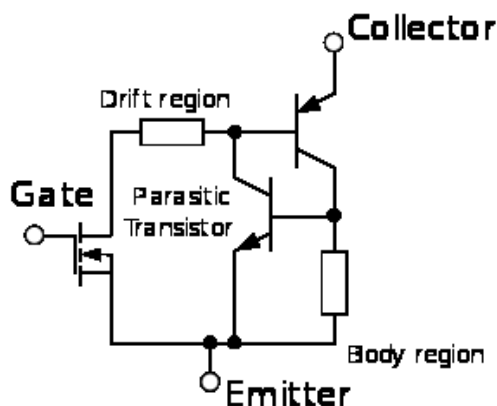
IGBT je integrovaná kombinácia unipolárnej a bipolárnej súčiastky. Schéma štruktúry IGBT je na obrázku 14. Z tohto obrázku je zrejmé že prúdové a napäťové zaťaženie je určené bipolárnou časťou súčiastky. Riadiaci obvod tvorí unipolárnu časť.

Hlavné výhody IGBT oproti výkonovým MOSFET a bipolárnym tranzistorom sú:

- Tranzistory majú nízke napätie  $U_{CE}$  vo vodivom stave a vyššiu prúdovú hustotu čo umožňuje výrobu menších súčiastok.
- Nižšie nároky na výkon a zložitosť budiča oproti bipolárnym tranzistorom, keďže tranzistor je riadený napätím a nie prúdom.

Nevýhody tranzistora IGBT:

- Rýchlosť spínania je nižšia oproti tranzistorom MOSFET ale rýchlejšia ako u bipolárných tranzistoroch. Prúdový chvost spôsobený minoritnými nosičmi náboja predlžuje vypínanie
- U tranzistora IGBT je možnosť že tranzistor ostane zapnutý aj po zablokovaní budenia kôli vnútornej štruktúre PNPN (tyristorová štruktúra).



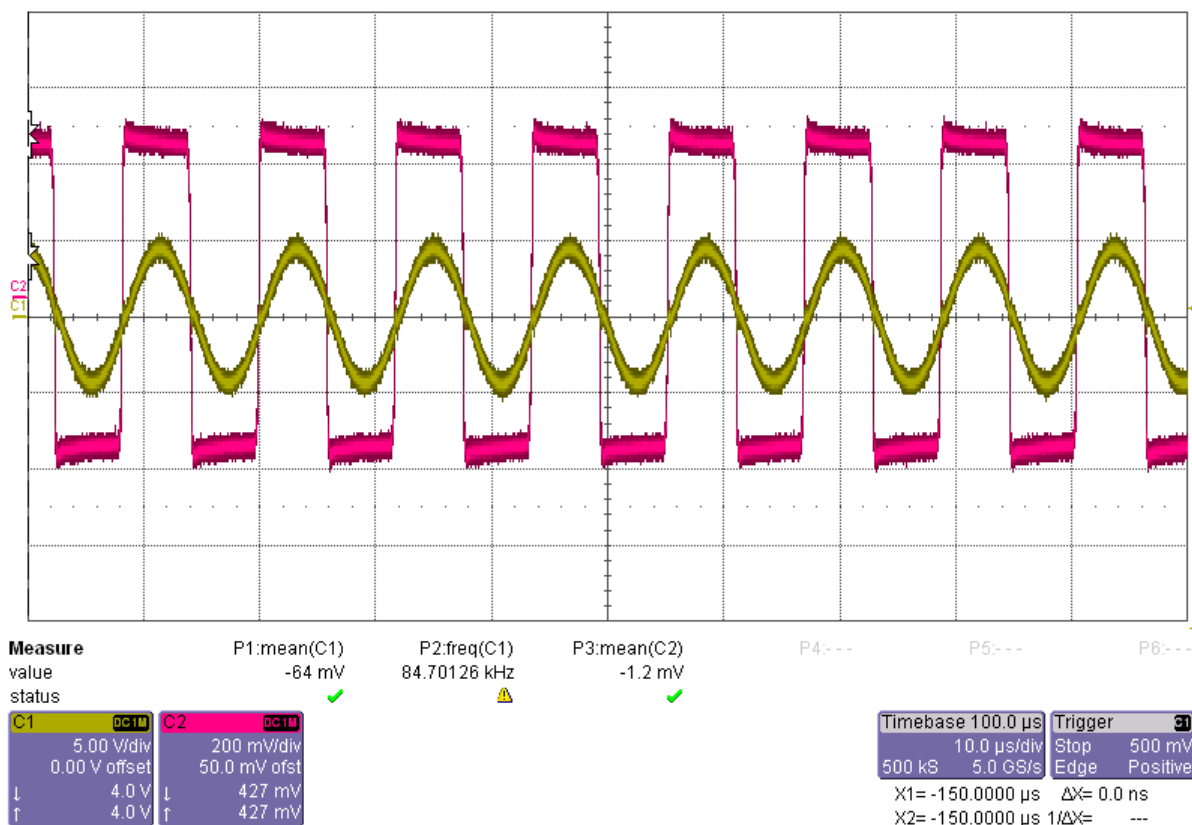
Obrázok 16 Štruktúra IGBT

Tranzistory použité na konštrukciu polmostu sú: STGW39NC60VD. Priebehy veličín pri funkcii zariadenia sú na obrázku 15. Tieto priebehy sú snímané pri rezonancii. Tento priebeh je meraný pri zníženom napätí a posluží nám pri výpočte strát na tranzistoroch. Na obrázku je pozorovateľné že prúd je sínusového tvaru a je vo fázy s napätím čiže zariadenie odoberá iba činný výkon. Pri plnom

napájacom napätí bude maximálna hodnota napätia rovná polovici maximálnej hodnoty napätia medziobvodu.

$$U_{1max} = \frac{U_{max}}{2} = \frac{325}{2} 162,5V \quad (2.15)$$

$$P = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} U_{1max} \cdot I_m \cdot \sin \omega t \, d\omega t = \frac{2 \cdot U_{1max} \cdot I_{1m}}{\pi} \quad (2.16)$$



Obrázok 17 Pribeh napätia (kanál C2) a pribeh prúdu (kanál C1) pri rezonancii

$$I_{1m} = \frac{P \cdot \pi}{2 \cdot U_{1max}} = \frac{2000 \cdot \pi}{2 \cdot 162,5} = 19,33A \quad (2.17)$$

$$I_{1RMS} = \frac{I_{1m}}{\sqrt{2}} = \frac{19,33}{\sqrt{2}} = 13,67A \quad (2.18)$$

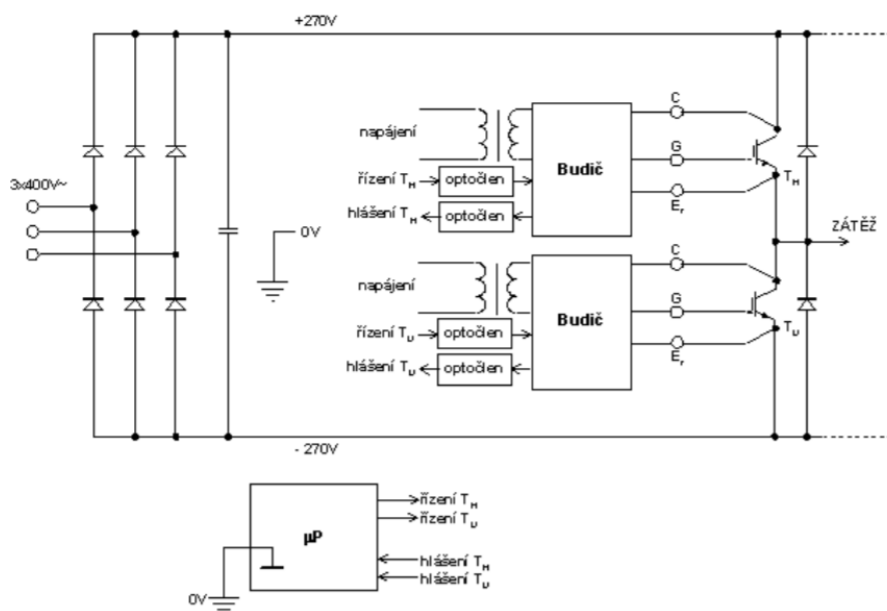
Zariadenie bude pracovať v rezonancii alebo veľmi blízko rezonancie čiže spínacie straty budú minimálne. Straty na jednom tranzistore vedením pre  $U_{cesat}=1,6V$  sú:

$$P_{FAV} = \frac{2 \cdot U_{cesat} \cdot I_{1m}}{\pi} = \frac{2 \cdot 1,6 \cdot 19,33}{\pi} = 19,69W \quad (2.19)$$

## 2.1.5. Budiaci obvod

Vývoj výkonových spínacích prvkov stále nabera na intenzite. Medzné statické a dynamické parametre IGBT a MOSFET tranzistorov sa rok od roku trvale zlepšuje, čo znamená že výrobné technológie ešte nenarazili na limit kremíka. Z hľadiska výkonovej elektroniky sú dôležité predovšetkým vysokonapäťové spínacie tranzistory a diódy. Jedná sa o prvky určené priamo pre usmernenú sieť (bez použitia znižujúceho transformátoru). Prakticky s toho pripadá do úvahy jednosmerná hladina buď 300V (usmernená sieť 230V) alebo 540V (usmernená sieť 3x 400). S ohľadom na obe hladiny sú preferované prvky na napäťových hladinách 600V respektíve 1200V. Požiadavka na vysoké záverne napätie je v rozpore z rýchlosťou spínania. Výrobcovia sa nezameriavajú iba na zvyšovanie záverného napätia prvkov ale okrem toho aj na znižovanie vypínacích dôb tranzistorov. Typická súčiastka IGBT dosahuje strmosti napätia 10 až 20kV/us pri tranzistoroch „CoolMos“ sa strmosti pohybujú 50 až 120kV/us. Zvyšovanie strmosti  $du/dt$  však nesie (okrem nárastu problémov v oblasti EMC) značné komplikácie pri konštrukcii budiacich obvodov. [15]

Budiaci obvod tranzistoru musí generovať na svojom výstupe kvalitný riadiaci signál. Avšak základnou úlohou budiaceho obvodu je zaistiť galvanické oddelenie riadiaceho signálu na rozhraní výkonovej a riadiacej časti meniča. Na obrázku 18 je znázornený problém galvanického oddelenia. Vetvu meniča tvoria tranzistory  $T_H$  a  $T_D$  sú napájané z trojfázovej usmernenej siete na výstupe ktorej je napätie 540V. Priemyselné zariadenia musia mať riadiacu časť spojenú s ochranným vodičom čo značne komplikuje návrh budiča. Dolný tranzistor je pripojený svojím emitorom na napätie -270V, takže nie je možné priamo pripojiť signál z riadiacej časti. Emitorom horného tranzistoru nie je pripojený na stabilný potenciál, potenciál sa pohybuje skokovo medzi hodnotami +270V a to pri strmostiach dosahujúcich +10 až +120kV/us. [15]



Obrázok 18 Galvanické oddelenie [15]

Tento problém kladie mimoriadne požiadavky na kvalitu galvanického oddelenia. Najkvalitnejšie optočleny, so stieniacou mriežkou umiestnenou medzi vysielateľom a prijímačom, garantujú odolnosti

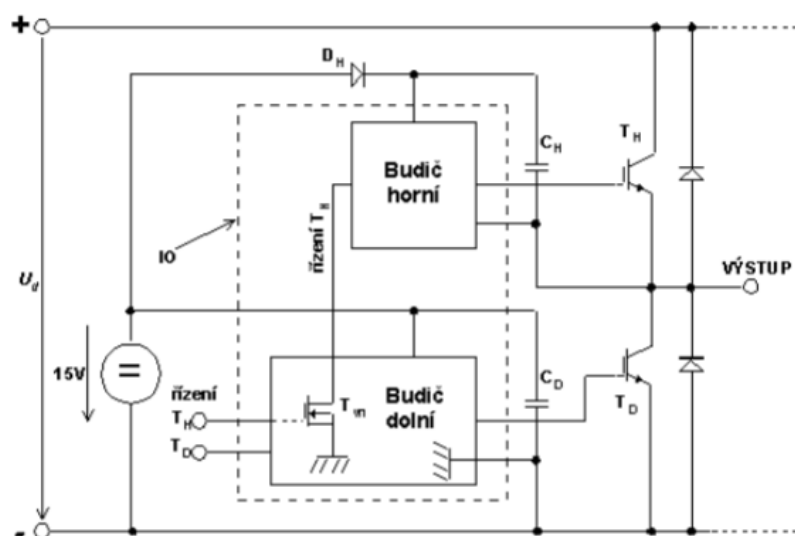
proti rušeniu vplyvom  $du/dt$  iba do 5 až 10kV/us. Pri takejto kvalite sú však drahé aj tak sa ich hodnoty odolnosti pohybujú na spodnej hranici použiteľnosti. Preto sú vyvíjané najrôznejšie systémy na prenos informácie inou než optickou cestou, predovšetkým na magnetickom princípe.

Možnosti galvanického oddelenia je možné zhrnúť v nasledujúcich bodoch:

- Optočleny: iba zo tieniacou mriežkou, optický prijímač musí byť fotodióda nie tranzistor (nižšia kapacita a tým vyššia odolnosť voči  $du/dt$ )
- Optické vlákno: používa sa u meničoch veľkých výkonov (približne nad 1MW) a u vysokonapäťových aplikácií. Jedná sa o výborne riešenie, avšak z cenových dôvodov nepoužiteľné u meničoch malých výkonov.
- Prenos informácie magnetickou väzbou
- Kombinovaný prenos informácie a aj napájania magnetickou väzbou

### 2.1.5.1. Budiče bez galvanického oddelenia

U elektrických zariadení, ktoré nie sú určené pre prevádzku v priemysle bezpečnostné normy nevyžadujú uzemnenie riadiaceho obvodu. Tu sa preukazuje možnosť celkovo sa vyhnúť galvanickému oddeleniu riadiaceho signálu. Situácia je naznačená na obrázku 16. V tejto situácii je možné pripojiť obvodovú zem celého zariadenia na zápornou zbernicu výkonového jednosmerného zdroja  $U_d$  a tak je možné priamo, bez galvanického oddelenia, budiť dolný výkonový tranzistor  $T_D$  dolným budičom.



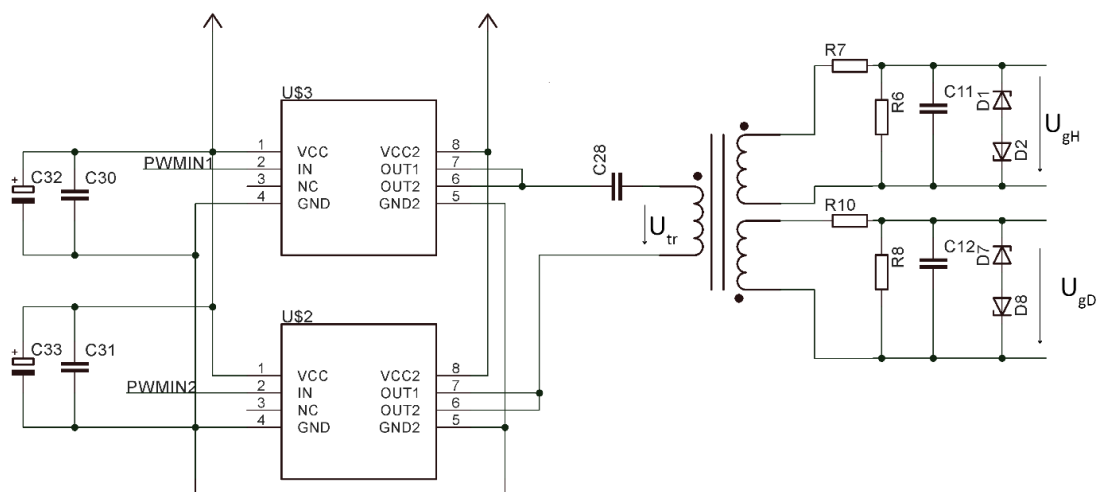
Obrázok 19 Budič bez galvanického oddelenia [15]

Problém budenia horného tranzistoru stále ostáva. Napájanie pre horný budič je dodávané z plávajúceho kondenzátora  $C_H$  o malej kapacite. Kondenzátor je dobíjaný zo zdroja 15V cez oddeľovaciu diódu  $D_H$  vždy v okamihu zopnutia dolného tranzistora  $T_D$ . Nevýhodou je, že napätie na kondenzátore je menšie o úbytok na dióde, ale predovšetkým o úbytok na zapnutom spodnom tranzistore. Tento úbytok môže pri krátkodobom preťažení dosiahnuť aj niekoľko voltov. To znamená že práve pri preťažení meniča dochádza k nedostačujúcemu budeniu horného tranzistora. Ďalšou nevýhodou je že nie je možné na dlhú dobu zapnúť horný tranzistor (kondenzátor  $C_H$  má obmedzenú kapacitu). Tiež sa nedá menič

prevádzkovať v prerušovanom režime s častým elektronickým zablokovaním obidvoch tranzistorov. Riadiaci signál je do horného tranzistora privádzaný cez vysokonapäťový signálový tranzistor  $T_{VN}$ . [15]

Celý systém je obvodovo značne zložitý preto je s cenových dôvodu integrovaný na jednom čipe. Z naznačených dôvodu je tento systém vhodný vždy pre hladinu  $U_d$  maximálne do 300V a pre výkony do 500W.

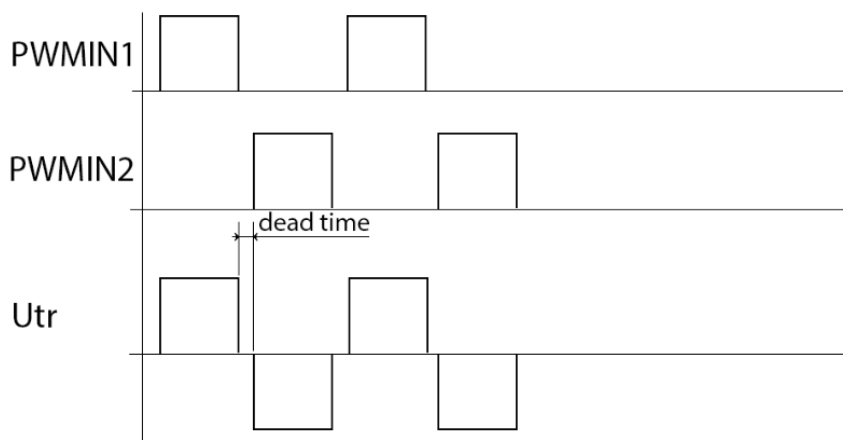
### 2.1.5.2. Návrh budiaceho obvodu



Obrázok 20 Schéma budiaceho obvodu

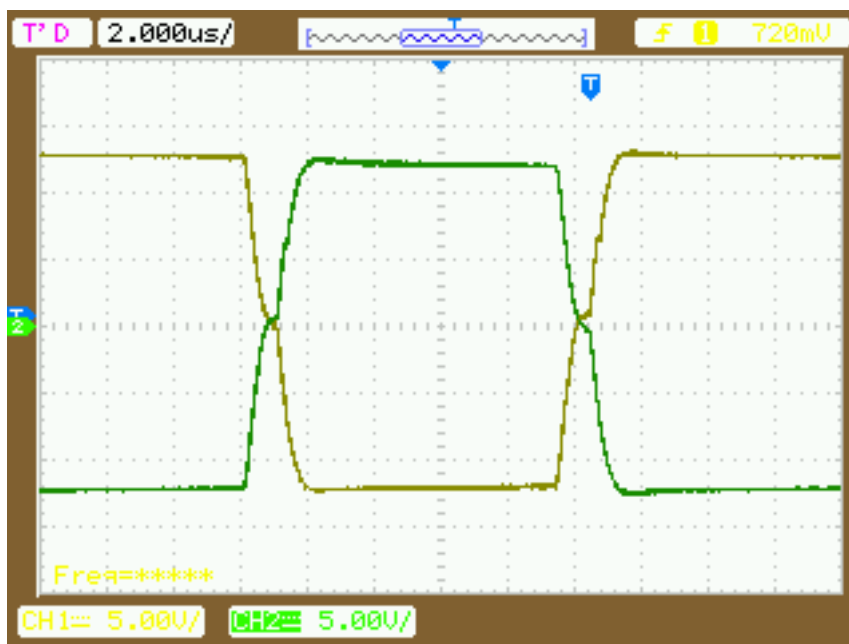
Keďže integrované budiče bez galvanického oddelenia sú nevhodné pre túto prácu. Zariadenie síce pracuje v napäťovej hladine 300V avšak pracuje z veľkými rýchlosťami spínania a celková nespoľahlivosť a množstvo zlých vlastností prevláda.

Pre budenie zdroja pre indukčný ohrev je vhodné budenie impulzným transformátorom toto zapojenie sa používa u pulzných zdrojoch vyššieho výkonu. Informácia aj energia je prenášaná súčasne. Transformátor má jedno primárne a dve sekundárne vinutia pričom sekundárne vinutia majú opačne umiestnené začiatky. Vynútia transformátoru sú v pomere 1:1:1.



Obrázok 21 Vstupné signáli budiča

Do budiča vstupujú dva signály PWMIN1 a PWMIN2. Na primárnom vinutí dostaneme ich súčet ako je znázornené na obrázku 21. PWM signály nemajú striedu 50% po ich sčítaní dostaneme nulové intervaly. Tieto intervaly slúžia ako ochrana doba proti zapnutiu oboch tranzistorov súčasne. Budenie transformátoru je zabezpečené obvodmi TC4420 čo sú budiče hradiel pre MOSFET tranzistory. Signál sa na transformátor privádza cez kondenzátor C28 ktorý odstráni jednosmernú zložku. Na sekundárnej strane budiča sa nachádza RC člen na zoslabenie zakmitávania a zenerové diódy na zamedzenie špičkového napätia. Zenerové diódy stabilizujú napätie na  $\pm 16\text{V}$  čo je v limite pre tranzistor. Toto prepätie môže vzniknúť pri prechodových dejoch.



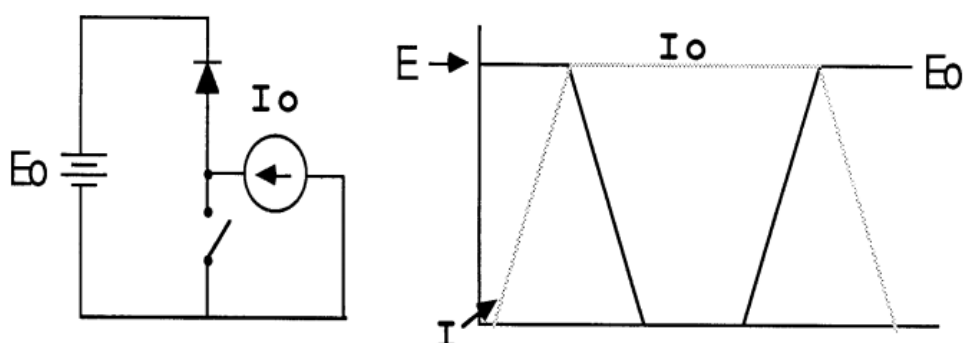
Obrázok 22 Budiaci signál  $U_g$  pre oba IGBT.

### 2.1.6. Odľahčujúci obvod

Polovodičové prvky sú hlavnou súčasťou každého elektronického zariadenia. Odľahčujúce obvody sa pripájajú na polovodičové prvky paralelne a to z dôvodu ochrany a zvýšenia spoľahlivosti. Odľahčovací obvod je schopný zabezpečiť tieto parametre:

- Redukuje alebo eliminuje napäťové alebo prúdové špičky
- Limituje strmosti napätia a prúdu ( $dI/dt$ ,  $dV/dt$ )
- Presúva výkonovú stratu zo spínača na odpor alebo užitočnú záťaž
- Znižuje celkové spínacie straty
- Redukuje elektromagnetické vyžarovanie zamedzovaním napäťových alebo prúdových zákmitov

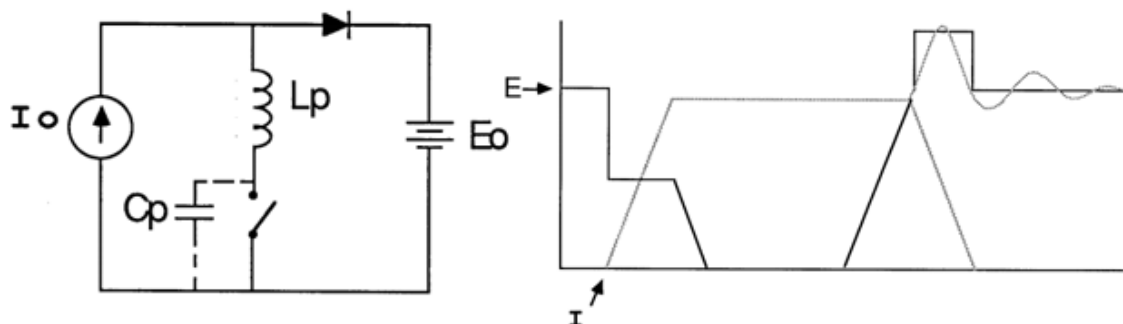
Existuje veľa rôznych typov zapojení odľahčujúcich obvodov, dva najpoužívanejšie sú rezistor-kondenzátor (RC) alebo rezistor-kondenzátor-dióda (RCD).



Obrázok 23 Priebehy napätia prúdu pri spínaní.[7]

Na začiatku spínacieho cyklu je spínač otvorený a všetok prúd tečie diódou do batérie. Akonáhle sa začne spínač uzatvárať, prúd sa začne postupne premiestňovať z diódy na spínač. Počas doby kedy tečie diódou prúd je na spínači napätie  $E_0$ . Potom ako preberie spínač všetok prúd začne napätie na spínači klesať. Pri vypínaní spínača je tento priebeh opačný. Ak začne spínač vypínať, napätie na spínači začne narastať. Prúd spínačom začne klesať až potom ako na spínači bude napätie  $E_0$ , pretože dovtedy je dióda v záverom smere. Hneď ako dióda začne viesť prúd tak sa prúd zo spínača prevedie na diódu.

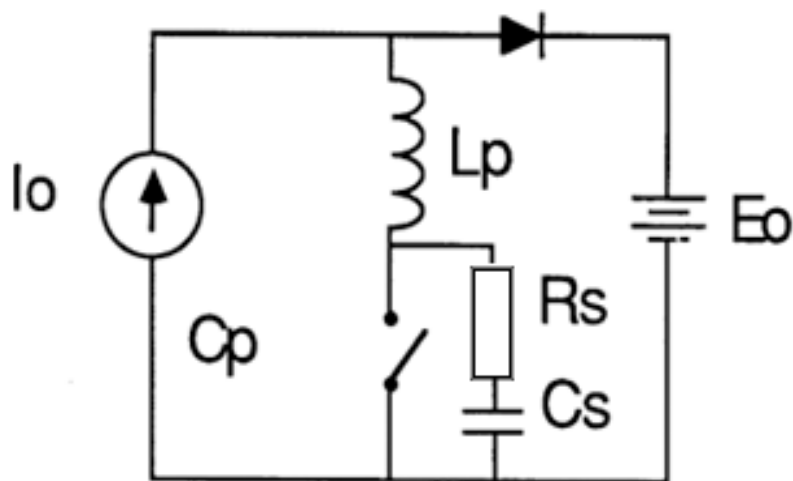
V skutočnom obvode bude spínač namáhaný viac, pretože v obvode sa bude nachádzať parazitná indukčnosť ( $L_p$ ) a kapacita ( $C_p$ ) ako je zobrazené na obrázku 24. Parazitná kapacita  $C_p$  zahŕňa kapacitu prechodu spínača a rozptylovú kapacitu spôsobenú umiestnením a samotným zapojením. Parazitná indukčnosť  $L_p$  je spôsobená indukčnosťou vodičov, dá sa obmedziť správnym návrhom zapojenia ale nikdy sa nedá úplne odstrániť. Parazitná indukčnosť spôsobuje kmitanie napätia pri vypínaní obrázok 24.



Obrázok 24 reálny spínací obvod a priebeh veličín [7].

Odlahčovací obvod tvorený RC členom zapojeným paralelne na spínač podľa obrázka 25, je používaný na redukovanie špičkového napätia pri vypínaní a zoslabenie kmitania. Vo väčšine prípadoch stačí použiť jednoduchý postup na určenie komponentov odlahčujúceho obvodu ( $R_s$  a  $C_s$ ).





Obrázok 25 Odl'ahčovací obvod RC. [7]

Na zásadne redukovanie kmitania pri vypínaní je nutne aby kapacita  $C_s$  bola vyššia ako parazitná kapacita zapojenia  $C_p$ . Najjednoduchšia voľba je nastaviť  $C_s$  rovné dvojnásobku súčtu kapacity prechodu spínača a parazitnej kapacity obvodu.  $R_s$  sa nastavuje podľa vzorca 2.21 preto aby na odpore  $R_s$  nevzniklo skokové napätie väčšie ako je napätie spínane z dôvodu prebývania  $C_s$ . výkonová strata na odpore sa dá určiť z maximálnej energie uloženej v kondenzátore  $C_s$ . [7]

Kapacita prechodu tranzistora  $C_{OUT} = 298\text{pF}$

Parazitnú kapacitu odhadneme na  $C_k = 100\text{pF}$

$$C_s = 2 \cdot (C_{OUT} + C_k) = 2 \cdot (298 \cdot 10^{-9} + 100 \cdot 10^{-9}) = 900 \cdot 10^{-9} \approx 1\text{nF} \quad (2.20)$$

Maximálne napätie na tranzistore je  $U_{\max} = 325\text{V}$  a efektívny prúd je  $I_{\text{RMS}} = 14\text{A}$ .

$$R_s = \frac{E_0}{I_0} = \frac{U_{\max}}{I_{\text{RMS}}} = \frac{325}{14} = 23\Omega \quad (2.21)$$

Výkonová strata na rezistore  $R_s$ :

$$P_{\text{FAV}} \approx C_s \cdot E_0^2 \cdot f_s = 1 \cdot 10^{-9} \cdot 325 \cdot 120 \cdot 10^3 = 12,7\text{W} \quad (2.22)$$

Výkonová strata na tomto rezistore bude v skutočnosti menšia keďže sa budeme pohybovať blízko rezonancie a straty spínaním budú redukované.

### 2.1.7. Konštrukcia výkonovej časti

Výkonová časť je umiestnená na plošnom spoji. Na plošnom spoji sú pomocné obvody ako budič tranzistorov, obvod na meranie napätia, prúdový transformátor. Polovodičové súčiastky sú umiestnené na spoločnom chladiči ktorý je primontovaný na dosku pomocou distančných stĺpikov. Z konštrukčného hľadiska bola požiadavka na nízky profil výkonovej časti, keďže doska bude umiestnená v zariadení vertikálne. Celkové rozmery 16x16x7cm.

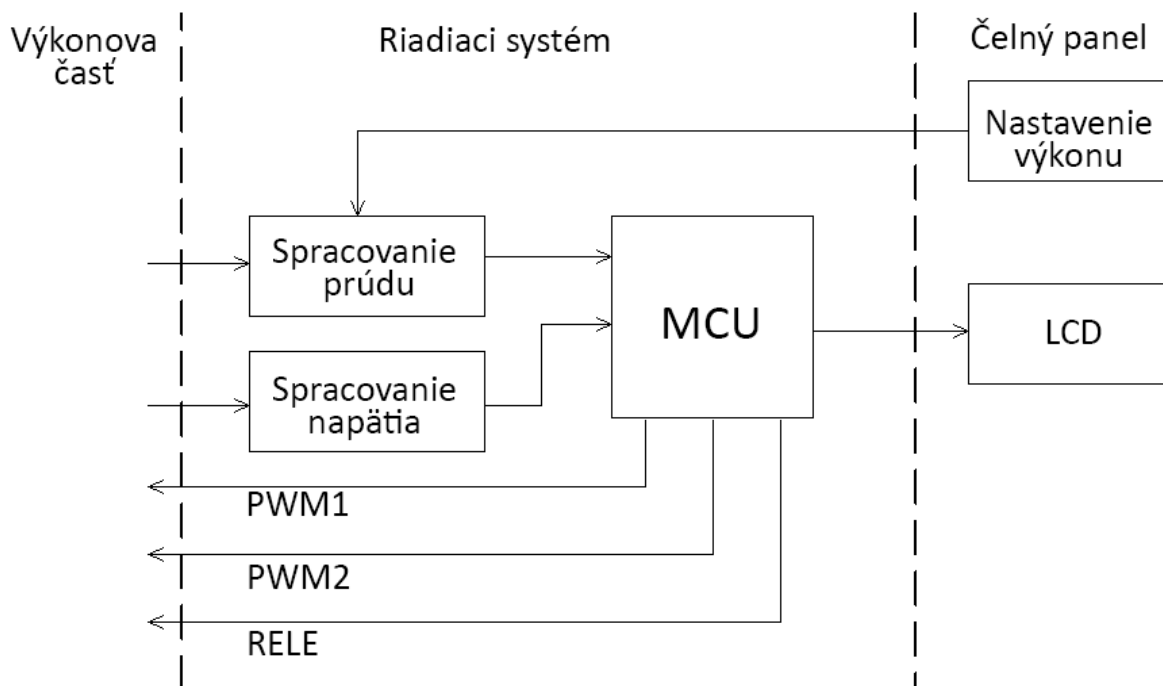


Obrázok 26 konštrukcia výkonovej časti

Časti plošného spoja ktoré sú namáhané vysokými prúdmi sú tvorené polygónmi. Pre zníženie odporu je na tieto cesty prispájkovaný paralelné vodič o priemere 2,5mm.

## 2.2. Riadiaci systém

Srdcom riadiaceho systému je mikrokontroler AtXmega16e5. Mikrokontroler sníma analógové veličiny ako prúd z výstupu striedača a napätie medziobvodu. Z nameraných veličín je možné vypočítať výkon a ten zobraziť na LCD displeji. Nastavenie výkonu užívateľom prebieha priamo v bloku spracovanie prúdu. Nastavením výkonu sa nastaví maximálny prúd z výstupu striedača a teda nastavenie nadprúdovej ochrany.



Obrázok 27 Blokový diagram riadiaceho systému

Riadiaci systém má za úlohu riadiť striedač tak aby sa dostal svojou frekvenciou na rezonančnú frekvenciu výstupného obvodu. Na nájdenie rezonancie potrebuje riadiaci systém spätnú väzbu a to hodnotu prúdu zo striedača. Ďalšou úlohou je vysporiadať sa z nadprúdom pri prudkej zmene rezonančnej frekvencie a celkové nastavenie výkonu. Reguláciu výkonu je možné dosiahnuť dvoma spôsobmi a to buď pohybom frekvencie nad rezonančnú frekvenciu alebo znižovaním šírky pulzu PWM.

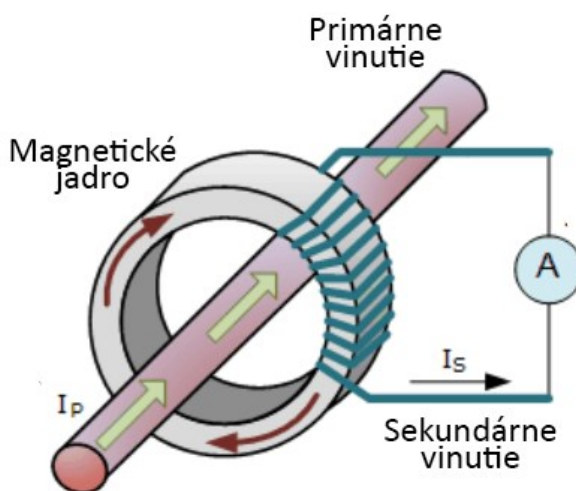
### 2.2.1. Spracovanie prúdu

Spracovanie prúdu sa delí do dvoch blokov a to je: vyhodnotenie nadprúdu, snímanie veľkosti prúdu. Vstup do bloku spracovanie prúdu je privedený z prúdového transformátoru ktorý je umiestnený na striedači. Signál sa vedie bez upravenia ako prúdový. Prúdový transformátor je typu PE-51688NL.

### 2.2.1.1. Prúdový transformátor

Prúdový transformátor je zariadenie ktoré je navrhnuté tak aby vyprodukovalo na sekundárnom vinutí striedavý prúd ktorý je proporcionálne úmerný ku prúdu meranému na primárnej strane. Prúdový transformátor redukuje veľké prúdy na nižšie a tým umožňuje jednoduchý a bezpečný monitoring.

Rozdiel medzi prúdovým a napäťovým transformátorom je že primárna strana transformátoru je tvorená iba jedným alebo veľmi malým množstvom zvitou. Primárne vinutie môže byť buď jeden závit, cievka z hrubého káblu alebo iba vodič preštrčený otvorom prúdového transformátora. Sekundárne vinutie na druhej strane má veľké množstvo zvitou navinutých na magnetickom jadre. Jadro transformátoru je veľkého prierezu tak aby vytvorený magnetický tok nemal príliš veľkú hustotu. Veľkosť jadra je určená pomerom akým sa znižuje prúd keďže transformátor musí dodať konštantný prúd nezávisle od záťaže.



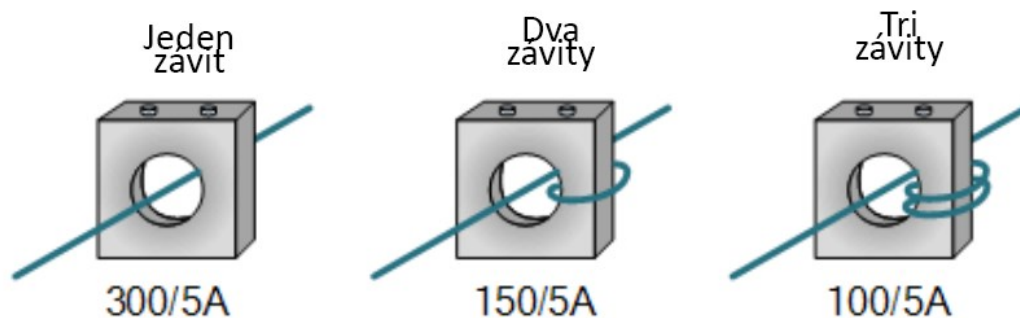
Obrázok 28 Princíp prúdového transformátora

Zvyšovaním počtu zvitou na sekundárnom vinutia,  $N_S$ , môžeme dosiahnuť omnoho menší sekundárny prúd oproti primárnemu prúdu. Prúdový pomer je daný pomerom zvitov vinutí.

$$n = \frac{N_P}{N_S} = \frac{I_S}{I_P} \quad (2.23)$$

$$I_S = I_P \cdot \left( \frac{N_P}{N_S} \right) \quad (2.24)$$

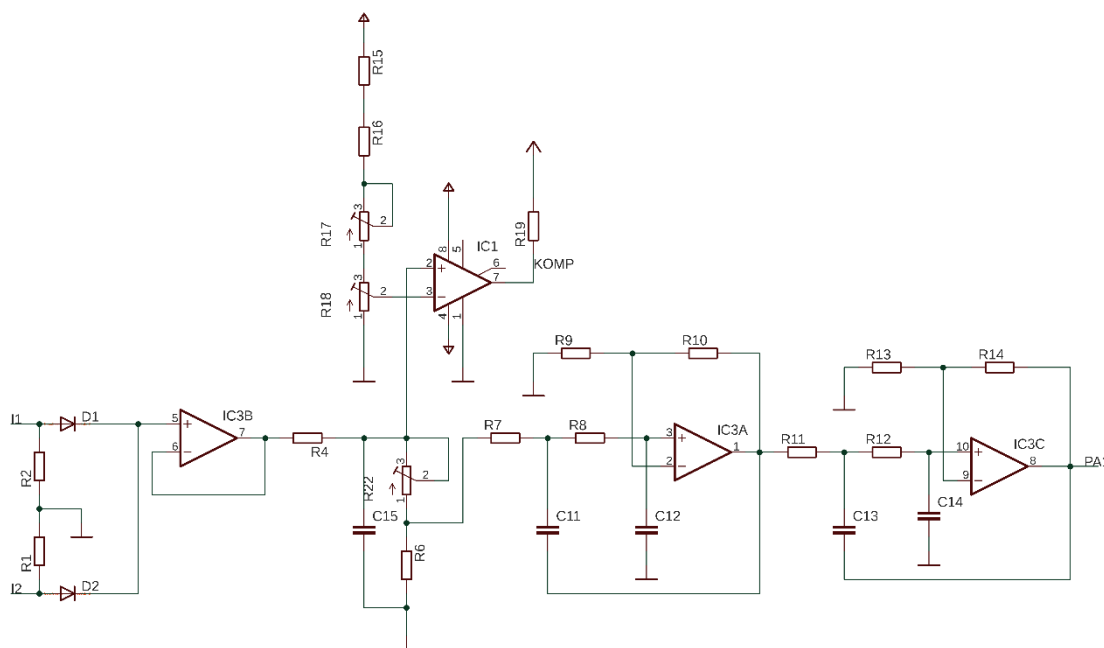
Relatívne vysoké zmeny v pomere zvitou vinutí môže byť prevedené zmenou počtu zvitou primárneho vinutia. Napríklad prúdový transformátor ktorý je 300/5A môže byť modifikovaný na pomery 150/5A alebo 100/5A podľa obrázka 29.



Obrázok 29 zmena pomeru prúdového transformátora

Transformátor PE-51688NL ma pomer vinutí 1:200 s toho vyplýva že 1A primárnym vinutím je reprezentovaný 5mA na výstupe. Ďalším z parametrov prúdového transformátora je jeho frekvenčný rozsah ktorý je u použitého transformátoru 20kHz až 200kHz čo splna požiadavky pre túto prácu.

### 2.2.1.2. Zapojenie obvodu spracovania prúdu



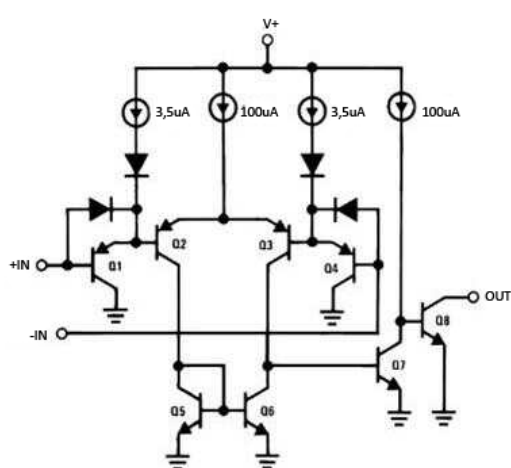
Obrázok 30 Schéma zapojenia obvodu spracovania prúdu

Signál s prúdového transformátora sa privádza na rezistory R1 a R2, ktorými je prúdový signál prevedený na napäťový. Ich hodnota je stanovená v medziach stanovených výrobcom. Z katalógového listu [8] je známe že maximálny zaťažovací rezistor je  $R_z$  200 $\Omega$ . Rezistory R1 a R2 sú 100 $\Omega$ , tak aby bolo napätie po usmernení 0,5V na 1A primárneho prúdu transformátora. Na usmernenie signálu je použitý dvojcestný usmerňovač zložený z rýchlych diód. Dióda je nelineárny prvok navyše ich napätie v priepustnom stave je silne závislé na teplote. Keďže pre nájdenie rezonančnej frekvencie pracovného obvodu indukčného ohrevu nie je potrebná presná hodnota. Riadiac systém hľadá najvyšší prúd zo striedača nezávisle na jeho hodnote (pokiaľ nie je obmedzený prúdovým obmedzením). Po usmernení je signál privedený na impedančný prevodník. Následné je signál rozdelený odporovým deličom na

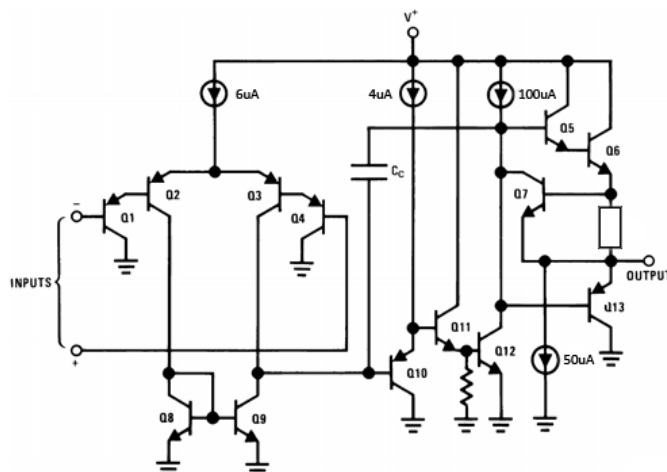
úroveň ktorú požaduje AD prevodník. Signál sa tu rozdeľuje do dvoch blokov. Jedným s nich je blok nadprúdovej ochrany. Tento blok spracováva komparátor LM311.

Signál obsahujúci informáciu o veľkosti prúdu je privedený na neinvestujúci vstup komparátora. V tomto bloku je vhodnejšie použiť špeciálny obvod určený na komparáciu namiesto zapojenia s operačným zosilňovačom. Na prvý pohľad je komparátor veľmi podobný operačnému zosilňovaču. Jedná z odlišností je že operačný zosilňovač ma na výstupe komplementárnu dvojicu tranzistorov to znamená že prúd môže z výstupu tiecť oboma smermi zatiaľ čo komparátor ma na výstupe zapojenie otvorený kolektor ktorý dokáže viesť prúd iba jedným smerom. Preto je v zapojení na obrázku 30 na výstup komparátora privedené napätie o logickej úrovni 3,3V cez odpor (pull up). Ďalším dôležitejším rozdielom je že operačný zosilňovač obsahuje vo svojej štruktúre kondenzátor. Operačný zosilňovač je spomalený týmto kompenzačným kondenzátorom za účelom zvýšenia stability (zamedzuje osciláciám), zatiaľ čo komparátor má byť čo najrýchlejší aby sa minimalizovalo oneskorenie šírenia signálu a aby bolo možné dosiahnuť čo najrýchlejší čas pri prechodových dejoch na výstupe.

Operačný zosilňovač je určený pre operácie kde na výstupe sa môže nachádzať rôzne napätie v rozsahu napájacieho napätia. Napät'ový komparátor je jednoducho povedané jedno bitový analógovo-digitálny prevodník kde výstup je vždy v kladnej alebo zápornej saturácii.



Vnútna štruktúra komparátora LM339



Vnútna štruktúra operačného zosilovača LM324

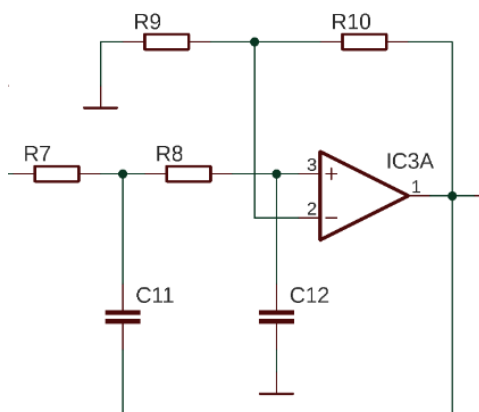
Obrázok 31 štruktúra komparátora a operačného zosilňovača

Zemniaca vetva je všeobecne spoločná zem pre logické obvody. Pri komparátoroch napájaných jedným napätím je to často záporné napájacie napätie, alebo to najviac záporne napätie v obvode. Niektoré komparátory ako je napríklad LM311 nedokáže porovnávať napätia pri zápornom napätí rovnom nulovému potenciálu obvodu pre svoj limitáciu v štruktúre obvodu. Práve preto je nutné obvod napájať symetricky. Tieto obvody ale disponujú vývodom pre zapojenie nulového potenciálu, z toho vyplýva že komparátor LM311 je napájaný z troch vetví +-15V a 0V. Je možné zapojiť aj štvrtú vetvu ktorá reprezentuje kladné logické napätie, toto napätie môže byť menšie nanajvýš rovné kladnému napájaciemu napätiu.

Komparátor v zapojení na obrázku 30 porovnáva napätie reprezentujúce hodnotu prúdu s napätím s odporového deliča. Toto napätie udáva maximálnu veľkosť prúdu a pri jej prekročení dochádza k preklopení komparatora. Výstup komparatora je pripojený k vstupnému vývodu mikrokontrolera ktorý túto informáciu následne spracuje. Potenciometer R18 je vyvedený na čelný panel a je nastavovaný užívateľom.

Signál nesúci informáciu o prúde je privádzaný aj do aktívneho filtra štvrtého radu. Aktívne filtre sú filtre využívajúce aktívnych súčiastok hlavne operačných zosilňovačov. Dosiahnuteľná frekvenčná oblasť je zhora obmedzená použitým operačným zosilňovačom, zdola nie je obmedzené použitie aktívnych filtrov. Výhodou aktívnych filtrov je konštrukcia bez cievok a možnosť kaskádneho radenia filtrov.

Konštrukcia aktívnych filtrov sa uskutočňuje dvoma spôsobmi. Prvá spočíva v použití jedného operačného zosilňovača a zložitej viacslučkovej spätnej väzby. Návrh je zložitý a takto realizovaný filter sa obtiažne nastavuje. Druhým podstatne jednoduchší spôsob je radenie filtrov jednoduchými prenosovými funkciami. Z týchto jednoduchých filtrov je možné zostaviť ľubovoľný filter.



Obrázok 32 Zapojenie Sallen-key pre dolnú priepusť 2. rádu

Filter pre blok spracovania prúdu je postavený z dvoch sériovo radených obvodov podľa obrázku 32. Základom zapojenia je neinvertujúci zosilňovač, s toho vyplýva že zosilnenie filtra bude väčšie ako 1. Zosilnenie nám určí polynóm podľa ktorého sa obvod navrhuje. Prvky obvodu sú nastavené podľa Buttherworthovho polynómu 4. rádu. Medzná frekvencia filtra je 10kHz.

Tabuľka 3 Normované Buttherwortové polynómy pre návrh filtra

n	polynóm
1	$1 + p$
2	$1 + 1,4142p + p^2$
3	$(1 + p)(1 + p + p^2)$
4	$(1 + 0,7654p + p^2)(1 + 1,18478p + p^2)$
5	$(1 + p)(1 + 0,6180p + p^2)(1 + 1,618p + p^2)$

Prvá časť polynómu pre 4. rád je:  $1 + 0,7654p + p^2$

$$k = 3 - A_0 \gg A_0 = 3 - k = 3 - 0,7654 = 2,2346 = 1 + \frac{R_{10}}{R_9} \quad (2.25)$$

Zvolíme  $R_{10} = 100\text{k}\Omega$ .

$$R_9 = \frac{R_{10}}{2,2346 - 1} = 80,997\text{k}\Omega \approx 82\text{k}\Omega \quad (2.26)$$

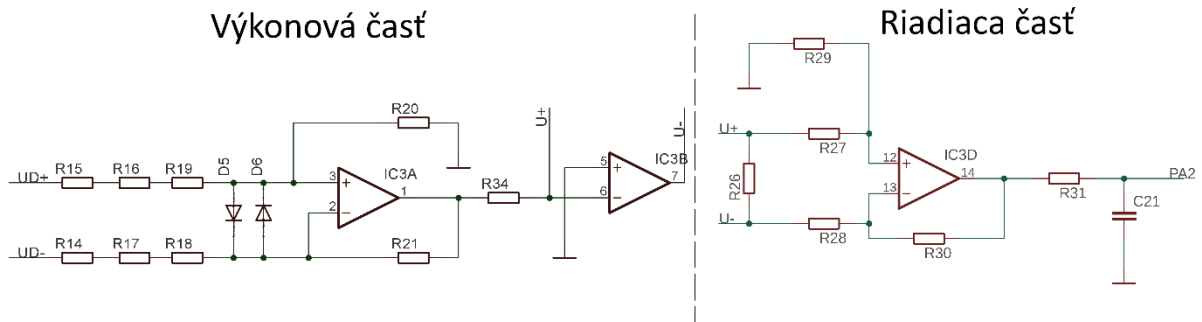
Zvolíme  $C_{11} = C_{12} = 4,7\text{nF}$

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \gg R = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 4,7 \cdot 10^{-9}} = 3387\Omega \quad (2.27)$$

$$R_7 = R_8 \approx 3,3\text{k}\Omega$$

Druhá časť filtru sa navrhuje tým istým postupom jediný rozdiel je v zosilnení zapojenia. Hlavným účelom filtru je zbaviť signál vysokofrekvenčného rušenia ktoré vzniká pri spínaní zát'aže.

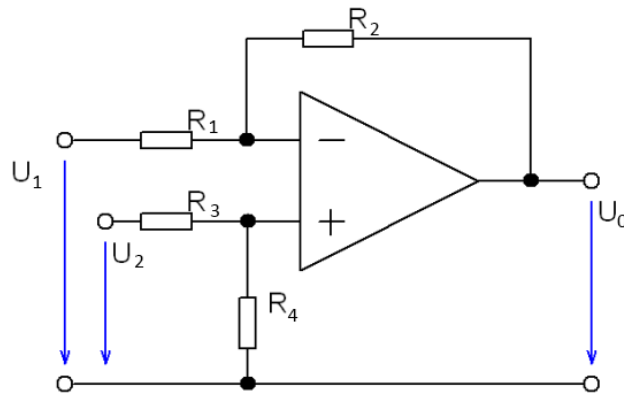
## 2.2.2. Spracovanie napätia



Obrázok 33 Obvodové zapojenie bloku spracovania napätia

Blok spracovania napätia sníma napätie medziobvodu. Výstupná hodnota slúži na zistenie aktuálneho výkonu a taktiež je použitá pre spína relátka pre prebýjací obvod. Tento obvod nie je galvanický oddelený od siete. Využíva sa tu ochrana vysokou impedanciou. Keďže operačné zosilňovače nemajú nekonečný vstupný odpor nie je možné použiť delič napätia s príliš veľkým odporom. Operačný zosilňovač LM358 ktorý je použitý ako vstupný rozdielový zosilňovač má vstupný odpor  $10\text{M}\Omega$ . Tento zosilňovač je umiestnený na doske spolu so striedačom. Delič je zložený z viacerých odporov z dôvodu rozloženia výkonovej straty a zabezpečenia napät'ovej odolnosti.





Obrázok 34 zapojenie rozdielového zosilňovača

$$U_0 = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) U_2 - \frac{R_2}{R_1} U_1 \quad (2.28)$$

Zjednodušenie:  $R_4 = R_2$ ,  $R_1 = R_3$

$$U_0 = \frac{R_2}{R_1} (U_2 - U_1) \quad (2.29)$$

Zvolíme  $R_1 = 1\text{M}\Omega$ . Pomer deliča je vhodný nastaviť na hodnotu 40 tým pádom by teoretický najvyššie dosiahnuté napätie medziobvodu  $U_d = 325\text{V}$  odpovedalo napätiu  $8,125\text{V}$  na výstupe zosilňovača čo sa nachádza v medziach operačného zosilňovača a stále ostáva priestor pre prepätie v medziobvode.

$$R_2 = \frac{R_1}{A} = \frac{1 \cdot 10^6}{40} = 25\text{k}\Omega \quad (2.30)$$

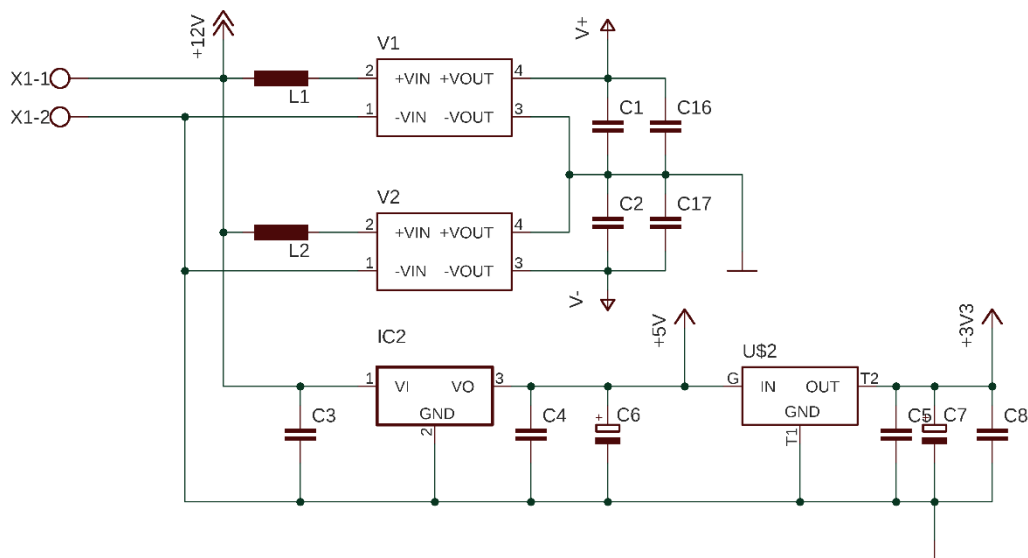
Rezistory  $R_1$  a  $R_3$  sú zložené z viacerých sériovo radených rezistorov, konkrétne troch. Pričom prvý ma hodnotu  $100\text{k}\Omega$  a ostatné dva  $450\text{k}\Omega$ . Rozdielový zosilňovač ma na svojom vstupe zapojené dve antiparalelne diódy, tieto diódy plnia funkciu ochrany. Teoretický zosilňovač má medzi invertujúcim a neinvertujúcim vstupom nulové napätie (virtuálny skrat), diódy zabránia vzniku väčšieho napätia ako je ich prahové napätie.

Signálom z rozdielového zosilňovača je ovládaný prúdový zdroj tvorený operačným zosilňovačom IC3B (obrázok 33). Tento obvod prevedie informáciu o napätí medziobvodu na prúd ktorý je následne vedený na dosku na ktorej sa nachádza riadiaca časť. Prúdový signál je menej náchylný na rušenie. Prúd  $I_z$  tečúci medzi svorkami  $U+$  a  $U-$  je zvolený tak aby  $1\text{V}$  na vstupe vyvolal prúd  $1\text{mA}$ .

$$R_{34} = -\frac{U_{in}}{I_z} = \frac{1}{0,001} = 1\text{k}\Omega \quad (2.31)$$

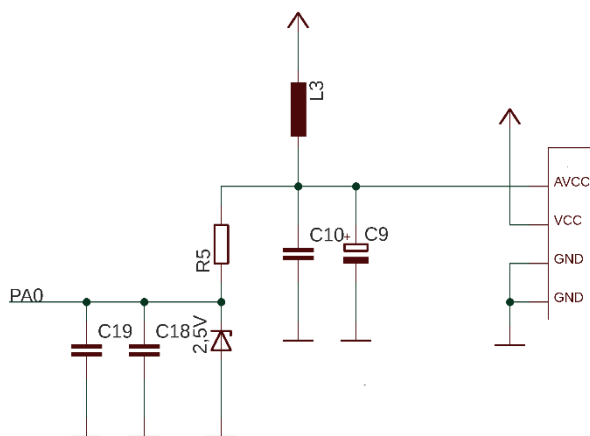
Prúdový signál vstupuje do riadiacej časti a tam je následné prevedení na napäťový pomocou rezistoru  $R_{26}$ . Hodnota rezistoru je  $R_{26} = 200\Omega$ . To znamená že pri maximálnom napätí  $U_D = 325\text{V}$  je hodnota napätia na odpore  $R_{26} = 1,625\text{V}$ . Napätie na rezistore  $R_{26}$  je najprv spracované rozdielovým zosilňovačom ktorý ma nastavený napäťový pomer rovný jednej a ktorého výstup je vedený cez jednoduchý filter priamo na vstup AD prevodníka.

### 2.2.3. Napájanie riadiacej časti



Obrázok 35 Napájanie riadiacej časti

Vstupným napätím pre riadiacu časť je napätie +12V s ktorého sú následne vytvorené napäťové úrovne +15V, 5V a 3,3V. Napätie +15V je vytvorené pomocou integrovaných DC/DC meničov typu AM1SS-1215. Podporné súčiastky ktoré potrebujú pre správnu funkčnosť sú tlmivky L1 a L2 ktorých hodnoty sú podľa katalógového listu 6,8uH [9]. Napätie +15V je určené pre operný zosilňovač a komparátor. Kondenzátory C1 a C2 sú blokovacie kondenzátory pre operačný zosilňovač a C16 a C17 pre komparátor. Napätie +5V je vyžadované pre napájanie LCD displeja. Zdroj 3,3V napája mikrokontroler a taktiež po úprave slúži na napájanie AD prevodníka a vytvorenie napäťovej referencie pre AD prevodník.

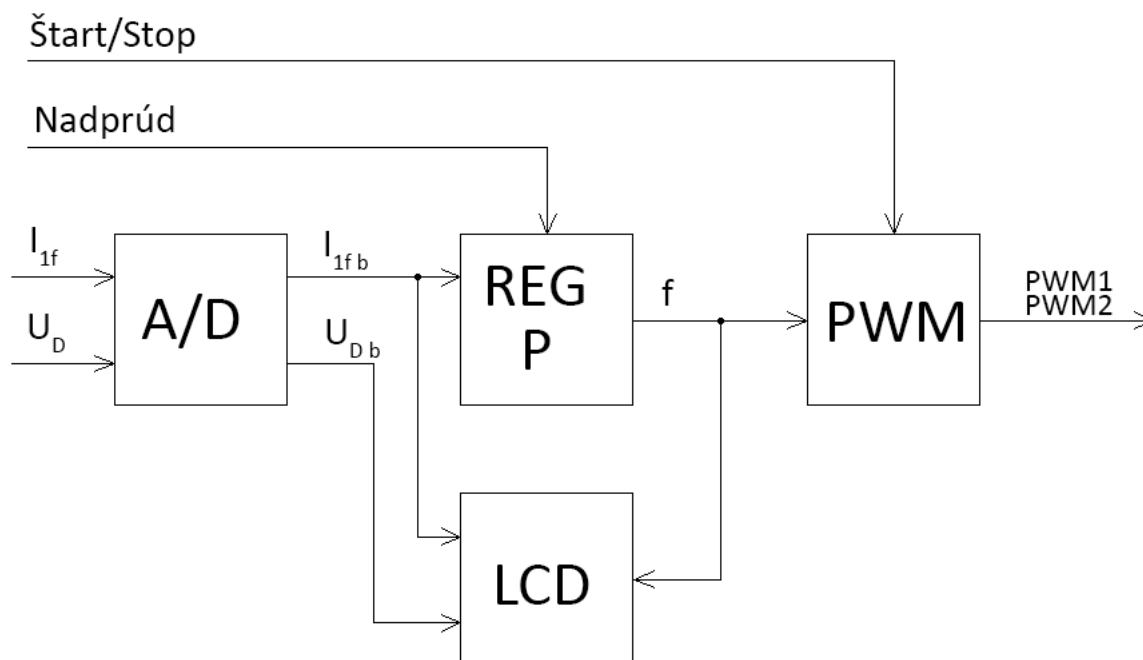


Obrázok 36 Napájanie mikrokontrolera

Pri návrhu napájania mikrokontroléra a hlavne jeho analógovej časti sa vychádza z odporúčaných zapojení od výrobcu [10]. Analógová časť mikrokontroleru je oddelená od digitálnej pomocou tlmivky s feritovým jadrom. S takto oddeleného napájania sa dá následne vytvoriť napäťová referencia pre AD

prevodník . Ako napät'ová referencia slúži LM4040 2,5V. Je to presná napät'ová referencia v obvode sa správa ako zenerová dióda.

### 2.3. Programová časť



Obrázok 37 Blokový diagram programovej časti

Vstupy programu tvorí hodnota prúdu primárneho vinutia, napätie medziobvodu, signál oznamujúci nadprúd a prepínač štart. Výstupom je dvojica PWM signálov pre spínanie tranzistorov a informačný výstup pre užívateľa. Regulácia výkonu zariadenia sa dá previesť dvoma spôsobmi a to buď zmenšovaním šírky pulzu alebo reguláciou frekvencie mimo rezonančnú frekvenciu. Vhodnejšie je použiť reguláciu frekvencie pretože je bezpečnejšie zvýšiť frekvenciu nad rezonančnú a spínať indukčnú záťaž ako byť stále v rezonancii kde pri zmene záťaže rezonančného obvodu môže dôjsť k posunutiu rezonančnej frekvencie a k následnému spínaniu kapacitnej záťaže.

Regulátor výkonu začína svoj cyklus tým že nastaví frekvenciu na výstupe v hornej medzi zariadenia a postupne ju znižuje. Počas tohto procesu sleduje hodnotu prúdu ak sa prúd stále zvyšuje tak regulátor pokračuje so znižovaním frekvencie ak však regulátor zachytí pokles v meranom prúde frekvenciu naopak zväčší. Keďže najvyšší prúd dosiahneme pri rezonancii regulátor výkonu sa pohybuje v oblasti rezonančnej frekvencie. Týmto jednoduchým spôsobom dosiahneme automatické naladenie na rezonančnú frekvenciu. Regulátor počas svojej funkcie neustále kontroluje či nedochádza k nadprúdu. K nadprúdu dôjde vtedy keď meraná hodnota prúdu presiahne nastavenú hodnotu. Regulátor reaguje na nadprúd tým že zvyšuje frekvenciu pokiaľ sa nedostane na požadovanú hodnotu prúdu. Keďže základná regulačná slučka je pomalá je nadprúd vyhodnocovaný samostatne a je mu pridelené prerušenie. Počas toho ako je detekovaný nadprúd je regulačná slučka vyradená.

Vstupom s prepínača je ovládané blokovanie PWM signálov. V bloku PWM sa nastavuje šírka pulzu ochranná doba a konfigurácia výstupou PWM.

### 2.3.1. Mikrokontroler AtXmega16E5

Program je prispôsobený vybratému mikrokontroleru. AtXmega16E5 je 8bitový MCU od firmy Microchip. Toto MCU patrí do rodiny AVR XMEGA ktoré sa vyznačujú nízkou spotrebou, vysokým výkonom a bohatým obsahom periférii, MCU je postavené na upravenej RISC architektúre.

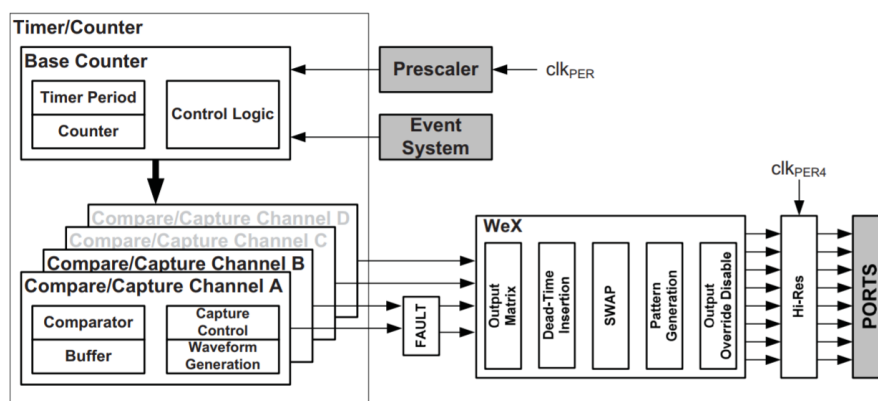
Pre maximalizovanie výkonu AVR procesory používajú hardvarskú architektúru so samostatnou pamäťou a zbernicou pre dáta a program. Inštrukcie s programovej pamäte sú vykonávané za pomoci jednoúrovňového zreťazenia príkazov (single-level pipelining). Zatiaľ čo sa prvá inštrukcia vykonáva, druhá je načítaná z programovej pamäte. Tento spôsob umožňuje vykonanie inštrukcii v jednom hodinovom takte procesora.

### 2.3.2. AD prevodník

AD prevodník obsiahnutý v mikrokontrolery má rozlíšenie 12 bitov a je schopný previesť 300000 vzoriek za sekundu. Konverzia môže byť začatá pomocou programu alebo udalosťou spôsobenou inou perifériou. Prevodník podporuje viacero interných a externú napäťovú referenciu. V prípade že prevodník pracuje v zarušenom prostredí má k dispozícii integrovanú funkciu ktorá robí priemer až z 1024 meraných hodnôt.

Keďže mikrokontroler obsahuje iba jeden AD prevodník je nutné vstupy multiplexovať. AD prevodník je nastavený tak aby pri každej konverzii vyvolal prerušenie, pri obsluhu prerušenia sa multiplexor prevodníka prednastaví na opačný vstup tak aby boli vzorkované oba. Vzorkovanie sa nastaví pomocou deličky taktu procesora, tá je nastavená na 512 čo pri takte procesora 32MHz odpovedá 62,5kHz. Táto frekvencia je ďalej delená dvoma keďže striedavo vzorkujeme dva kanály, čiže vzorkovacia frekvencia každého kanálu je 31250Hz. Ďalšie z dôležitých nastavení je určiť prevodníku od kadiaľ má privedené referenčné napätie.

### 2.3.3. PWM

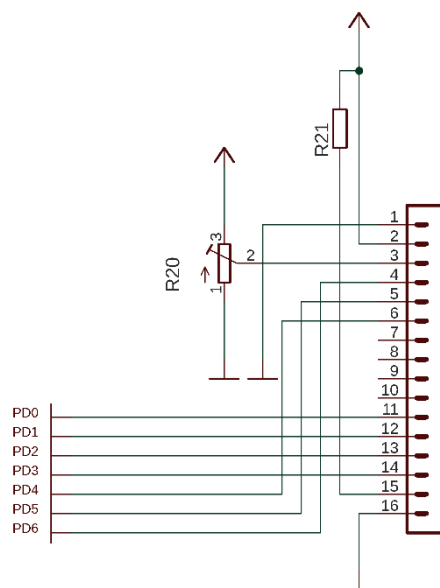


Obrázok 38 bloková schéma tvorby PWM

Na generovanie PWM je v prvom rade nutné nastaviť čítač. Čítač je 16 bitový a je nastavený tak že počíta smerom nahor a po dosiahnutí zadanej hodnoty začne počítať smerom nadol. Rýchlosť čítača je nastavená pomocou predeličky tak ako u AD prevodníka, nakoľko od AD prevodníka je predelička ponechaná na hodnote 1. Po nastavení čítača nám s neho vystupujú dva signály PWM, tieto signály sú však neupravené a tak nevhodne ako budiaci signál pre tranzistory. Výstup z čítača je privedený do bloku Wex kde sa signálom priradia priamo vývodi na mikrokontrolery a nastaví prípadnú inverziu signálu. Blok Wex je schopný vytvoriť ochranu dobu v PWM signáloch. Ochranná doba je pridaná na každú hranu signálu a jej hodnota je 16 taktov procesora čo odpovedá  $0,5\mu s$ . Z Bloku Wex putujú PWM signály do bloku HiRes ktorý umožní zvýšiť rozlíšenie PWM signálu až osem-krát. Pre túto funkciu je nutné zmeniť takt čítača nastavením fázového závesu.

### 2.3.4. LCD

Displej slúži na zobrazenie výkonu a aktuálnej frekvencie, je súčasťou čelného panelu. LCD obsahuje radič ST7066. Nastavenie a komunikácia prebieha podľa pokynov v katalógovom liste. Komunikácia prebieha po štyroch bitoch pre šetrenie výstupov mikrokontrolera. Zapojenie displeja je na obrázku 39. Displej je napájaný napätím 5V ale dokáže pracovať aj s logickou úrovňou 3,3V. Trimer R20 slúži na nastavenie kontrastu displeja rezistor R21 je znižujúci rezistor pre podsvietenie.



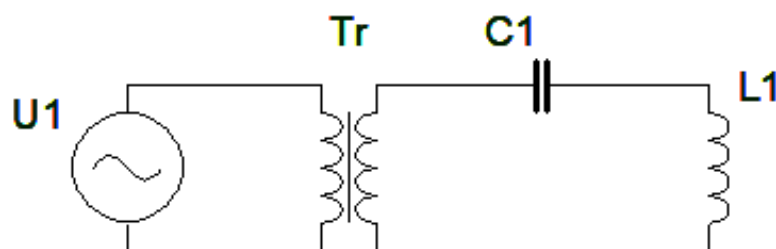
Obrázok 39 Prepojenie LCD s mikrokontrolerom

Na čelnom paneli sa okrem displeja nachádza zľava: prepínač na zapnutie celého zariadenia, LCD displej, potenciometer na nastavenie výkonu nad ktorým je indikačná LED dióda (oznamuje že zariadenie je v prevádzke), a prepínač ktorý spúšťa zariadenie do prevádzky.



Obrázok 40 Čelný panel IH

## 2.4. Prispôsobovací obvod

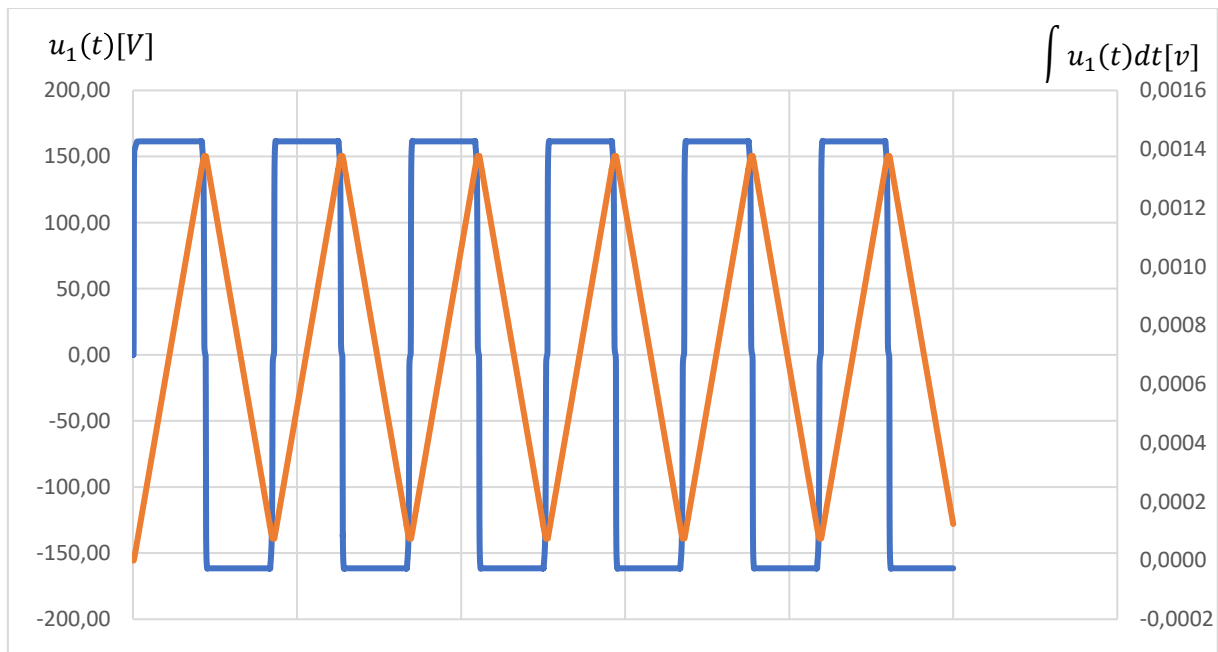


Obrázok 41 prispôsobovací obvod

Prispôsobovací obvod tvorí transformátor  $Tr$  a kondenzátor  $C1$ , tieto prvky musia prispôbiť obvod tak aby pracovná cievka  $L1$  bola v rezonancii. Prvky  $C1$  a  $L1$  tvoria sériový rezonančný obvod ktorý spolu zo sekundárnym vinutím bude namáhaný vysokými prúdmi.

Transformátor musí byť navrhnutý tak aby bol schopný pracovať pri pracovnej frekvencií až 120kHz. Materiál pre jadro transformátora je SIFERRIT N27 ktorého optimálna pracovná frekvencia je v rozsahu 25kHz až 150kHz [11]. Konštrukcia sekundárneho vynútia je prevedená z medenej trubky o priemere 8mm a hrúbke steny 1mm preto jadro transformátora musí byť dostatočne veľké. Vybraným jadrom je B66387G0000X127 [12]. Transformátor je napájaný obdĺžnikovým napätím s neurčitého integrálu

tohto napätia a počtu zavitou vieme určiť rozkmit magnetického toku. Obdĺžnikové priebeh napätia vychádza z funkcie striedača jeho maximálna hodnota je polovica maximálnej hodnoty napätia medziobvodu a to je 165V.



Obrázok 42 Priebeh primárneho napätia (modrý priebeh), neurčitý integrál primárneho napätia (oranžový priebeh)

Maximálna hodnota neurčitého integrálu napätia  $u_1$  je  $\max|\int u_1(t) dt| = 1,38mVs$ . Táto hodnota je určená pre frekvenciu 60kHz čo je spodná hranica zdroja. Integrál je v spodnej hranici najväčší.

Efektívny prierez jadra  $S = 535mm^2$  .[12]

$$\text{Pomer: } p = \frac{N_1}{N_2} = 20$$

$$N_1 = 20$$

Výpočet sýtenia jadra:

$$\Delta B = \frac{\max|\int u_t dt|}{N_1 \cdot S} = \frac{1,38 \cdot 10^{-3}}{20 \cdot 535 \cdot 10^{-6}} = 129mT \quad (2.32)$$

Maximálne sýtenie vybraného jadra je 320mT.[12]

$$N_2 = \frac{N_1}{p} = 1$$

Výpočet indukčnosti primárneho vynútenia, indukčnosť na jeden závit  $A_L = 7200nH$

$$L_1 = A_L \cdot N_1^2 = 7200 \cdot 10^{-9} \cdot 20^2 = 2,88mH \quad (2.33)$$

Rozkmit magnetizačného prúdu:

$$I_{\mu} = \frac{\max| \int u_t dt |}{L_1} = \frac{1,38 \cdot 10^{-3}}{2,88 \cdot 10^{-3}} = 0,479 \text{ A} \quad (2.34)$$

Tepelné straty v primárnom vinutí si učíme  $P_{Cu1} = 3,5 \text{ W}$ . Odpor primárneho vynútia:

$$R_1 = \frac{P_{Cu1}}{I_{1RMS}^2} = \frac{3,5}{14^2} = 0,017 \Omega \quad (2.35)$$

Približná dĺžka vodiča pre jeden závit je 125mm. Dĺžka vodiča primárneho vynútia je  $l_1$  2500mm.

Celkový prierez vodiča primárneho vinutia:

$$S_1 = \rho_{so} \frac{l_1}{R_1} = 0,022 \cdot \frac{2,5}{0,0179} = 3,07 \text{ mm}^2 \quad (2.36)$$

Prúdová hustota v primárnom vinutí bude:

$$J_1 = \frac{I_{1RMS}}{S_1} = \frac{14}{3,07} = 4,5 \text{ A} \quad (2.37)$$

Vplyv skin efektu sa prejaví aj vo vinutí preto je nutné previesť vodič primárneho vinutia zväzkom polakovaných drôtov. Hĺbka vniku pri hornej hranici frekvenčného pásma (120kHz) je:

$$\delta = \frac{75}{\sqrt{f}} = \frac{75}{\sqrt{120 \cdot 10^3}} = 0,22 \text{ mm} \quad (2.38)$$

Maximálny priemer vodiča smie byť  $2\delta$  čo odpovedá priemeru 0,44mm. Vinutie je navinuté z vodiča o priemere 0,3mm.

Celkový počet drôtov vo vodiči primárneho vinutia.

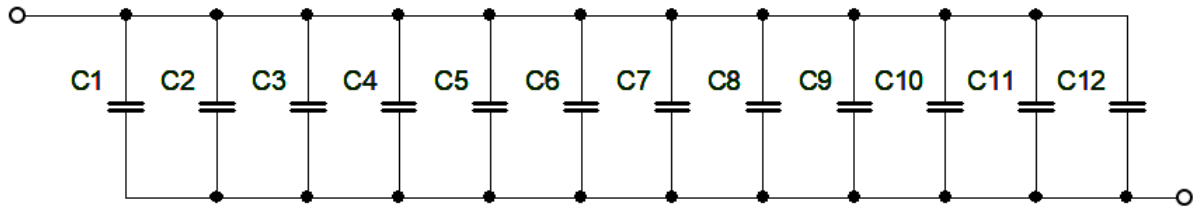
$$n_1 = \frac{4 \cdot S_1}{\pi \cdot d^2} = \frac{4 \cdot 3,07}{\pi \cdot 0,3^2} = 43,43 \quad (2.39)$$

Pre primárne vinutie bude použitých 44 drôtov o priemere 0,3mm.

#### 2.4.1.1. Kondenzátorová batéria C1

Kondenzátor  $C_1$  sa skladá z 12 paralelne zapojených kondenzátorov typu MKPH SH 0,27 $\mu$ F/1200V [13]. Kondenzátory sú priamo určené IH a tomu odpovedá aj ich nízky stratový činiteľ  $\tan\delta \leq 0,0007$  [13]. Zapojenie kondenzátor ma veľký vplyv na rozloženie prúdu v kondenzátorovej batérii. Odporúčane zapojenie je na obrázku 37, vďaka tomuto zapojenie dosiahneme rovnomerné rozloženie prúdu keďže každý kondenzátor je pripojený rovnakou dĺžkou vodiča ku zdroju.





Obrázok 43 Zapojenie kondenzátorovej batérie C1

Kapacita kondenzátorovej batérie C1

$$C_1 = C_{12} \cdot 12 = 0,27 \cdot 10^{-6} \cdot 12 = 3,24 \mu\text{F} \quad (2.40)$$

$$X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 60000 \cdot 0,27 \cdot 10^{-6}} = 9,824 \Omega \quad (2.41)$$

$$\tan \delta = \frac{ESR}{X_C} \gg ESR = X_C \cdot \tan \delta = 9,824 \cdot 0,0007 = 6,876 \cdot 10^{-3} \Omega \quad (2.42)$$

$$ESR_{celk} = (12 \cdot ESR^{-1})^{-1} = (12 \cdot (6,876 \cdot 10^{-3})^{-1})^{-1} = 0,573 \cdot 10^{-3} \Omega \quad (2.43)$$

Celkový stratový výkon vypočítame z prúdu tečúcim sekundárnym vinutím a celkového sériového odporu kondenzátorovej batérie.

Veľkosť prúdu sekundárnym vinutím.

$$I_{2RMS} = p \cdot I_{1RMS} = 20 \cdot 14 = 280 \text{ A} \quad (2.44)$$

Výkonová strata celej kondenzátorovej batérie:

$$P_{C1} = ESR_{celk} \cdot I_{2RMS}^2 = 0,573 \cdot 10^{-3} \cdot 280^2 = 45 \text{ W} \quad (2.45)$$

Stratový výkon na jednom kondenzátore:

$$P_{C1n} = \frac{P_{C1}}{12} = \frac{45}{12} = 3,75 \text{ W} \quad (2.46)$$

### 2.4.1.2. Pracovná cievka

Pracovná cievka je navinutá z medenej trubky rovnako ako vinutie transformátora. Frekvenčný rozsah zariadenia je 60kHz až 120kHz táto hodnota nám obmedzuje rozsah indukčnosti ktoré je možné použiť. Vybraná cievka je zložená zo štyroch závitov o priemere 5,5cm, jej indukčnosť je vypočítaná podľa nasledujúceho vzorca [14].

$$L_1 \approx N^2 \mu_0 \mu_r \left( \frac{D}{2} \right) \left[ \ln \left( \frac{8D}{d} \right) - 2 \right] = 4^2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1 \cdot \left( \frac{0,055}{2} \right) \left[ \ln \left( \frac{8 \cdot 0,055}{0,008} \right) - 2 \right] = 1,11 \mu\text{H} \quad (2.47)$$

Rezonančná frekvencia obvodu:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot C_1}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{1,11 \cdot 10^{-6} \cdot 3,24 \cdot 10^{-6}}} = 83,92 \text{ kHz} \quad (2.48)$$

Pracovná cievka je pripojená k zariadeniu pomocou priechodiek, rozteč týchto priechodiek je 5cm. Umožní nám to pripojiť rôzne pracovne cievky jediným obmedzením je frekvenčný rozsah zariadenia.



Obrázok 44 Konštrukcia pracovnej cievky.



Obrázok 45 Zohrievanie materiálu

## Záver

Cieľom tejto práce bolo v prvom rade sa oboznámiť z topológiami zdrojov pre indukčný ohrev zo zameraním na zdroje postavené na polovodičových súčiastkach. Tento bod je spracovaný v prvej kapitole, táto kapitola obsahuje aj teoretický základ indukčného ohrevu. V druhej kapitole sa zaoberám samotným návrhom zdroja, zdroj je navrhnutý pre jednofázovú sieť a súčiastky sú dimenzované na prácu v podmienkach ktoré predstavuje spínanie vo vysokej frekvencii. Postup návrhu začína návrhom výkonovej časti ktorá obsahuje návrh odľahčujúcich prvkov, usmerňovača, kondenzátorovej batérie a spínacích prvkov. Súčasťou návrhu je aj riadiaca časť zdroja. Zdroj je ovládaný mikrokontrolerom ktorý je schopný výkonový obvod naladiť na rezonančnú frekvenciu, taktiež je schopný regulácie výkonu. Na konci práce je uvedený návrh rezonančného obvodu spolu s prispôsobovacím obvodom. Na obrázku 45 je odfotený zdroj pri funkcii. Výsledkom práce malo byť meranie parametrov zdroja avšak toto meranie do dňa odovzdania práce nebolo uskutočnené.

Medzi vylepšenia do budúcnosti rozhodne patri pripojenie vstupného filtra pred výkonovú časť. Zariadenie odoberá impulzný prúd zo siete a zanáša vysokofrekvenčné rušenie do siete ktorého frekvencia nieje stabilná. Filter pre zdroj IH je nutnosťou z dôvodu EMC. Ďalším vylepšením by mohlo byť vodné chladenie pre rezonančný obvod, keďže rezonančný obvod spolu so sekundárnym vinutím prispôsobovacieho transformátora tvoria jednu slučku z medenej trubky toto rozšírenie nieje až také ťažké vykonať.

## Literatura

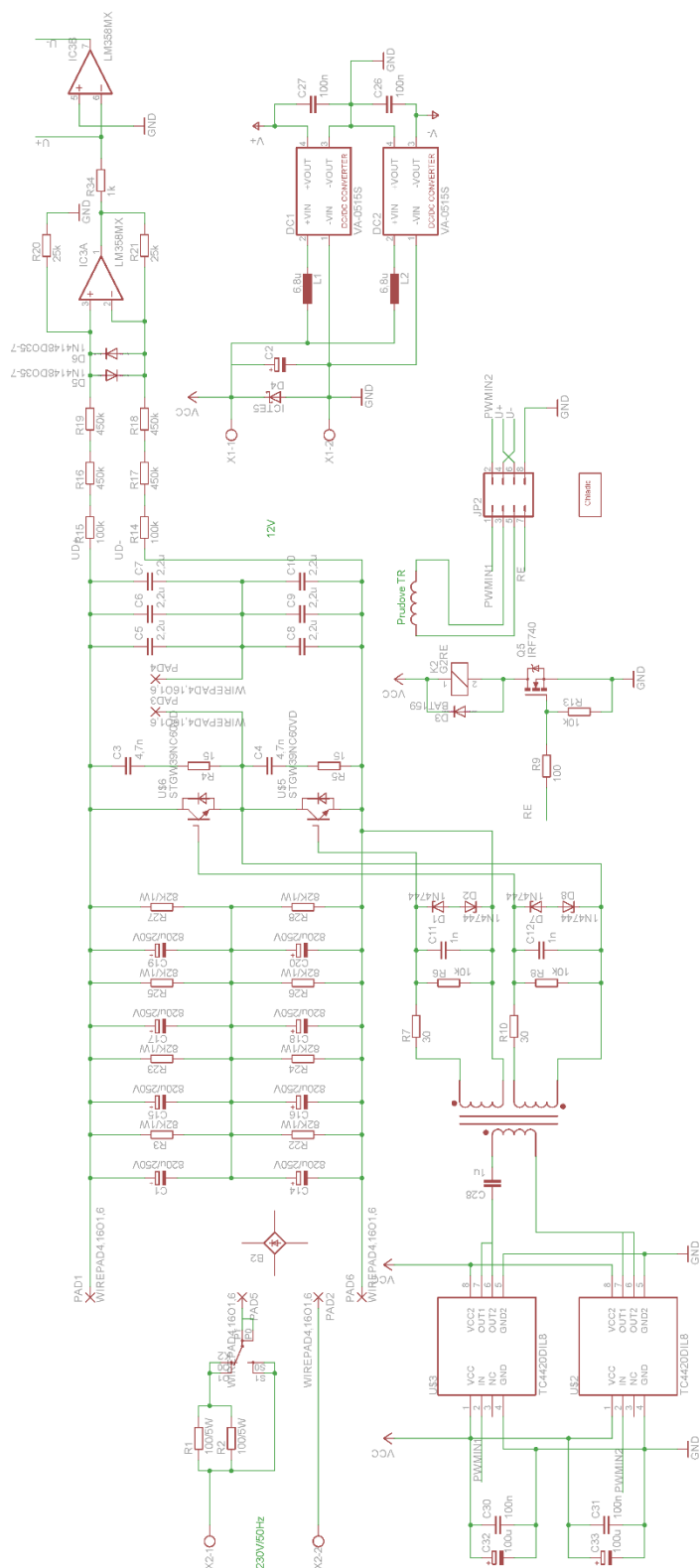
- [1] DaWei Induction Heating Machine Co., Ltd. [online]. Induction Heating dostupné z WWW:<[https://dw-inductionheater.com/wp-content/uploads/2015/03/Induction\\_Heating.pdf](https://dw-inductionheater.com/wp-content/uploads/2015/03/Induction_Heating.pdf)
- [2] David Walter Tebb [online]1986. Transistorised Induction Heating Power Supplies using Mosfets dostupné z WWW:< <https://core.ac.uk/download/pdf/16290322.pdf>
- [3] DaWei Induction Heating Machine Co., Ltd. [online]. Induction Heating System Topology Review dostupné z WW:< [https://dw-inductionheater.com/wp-content/uploads/2015/03/Induction\\_Heating\\_System\\_Topology.pdf](https://dw-inductionheater.com/wp-content/uploads/2015/03/Induction_Heating_System_Topology.pdf)
- [4] DC Components Co., Ltd. [online]2013. MMB1505 dostupné z WWW:><https://www.tme.eu/Document/921a9967630ccad2018a4e68bb628b1e/MMB1505-1510.pdf>
- [5] Revox Rifa [online]2001. Electrolytic Capacitors Application Guide dostupné z WWW:> [http://materias.fi.uba.ar/6648/archivos/RIFA\\_electrolytic\\_appguide.pdf](http://materias.fi.uba.ar/6648/archivos/RIFA_electrolytic_appguide.pdf)
- [6] nichicon [online]. Aluminum Electrolytic Capacitors dostupné z WWW:> <https://www.tme.eu/Document/280e3fb6bfa2629e98808628203c848c/e-ls.pdf>
- [7] Rudy Severns [online]. Design of Snubbers for Power Circuits dostupné z WWW:> <http://www.cde.com/resources/technical-papers/design.pdf>
- [8] Pulse Electronics [online]2017. THT Current Sense Transformers & Inductors dostupné z WWW:> <https://www.mouser.sk/datasheet/2/336/P578-1526780.pdf>
- [9] aimtec [online]. Series AM1SS-NZ dostupné z WWW:> <https://www.tme.eu/Document/811cc222fc38eccdef4efc100e131e8d/am1ss-nz.pdf>
- [10] Atmel [online]2013. Atmel AT01080: XMEGA E Schematic Checklist dostupné z WWW:> [http://ww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/atmel-42087-xmega-e-schematic-checklist\\_application-note\\_at01080.pdf](http://ww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/atmel-42087-xmega-e-schematic-checklist_application-note_at01080.pdf)
- [11] TDK [online]2017. Ferrites and accessories SIFERRIT material N27 dostupné z WWW:><https://www.tdk-electronics.tdk.com/download/528850/ab3425b9d253fa63e84f30cf2bc32ec0/pdf-n27.pdf>

- [12] TDK [online]2018. Ferrites and accessories E 65/32/27 Core and accessories dostupné z WWW:>[https://www.tme.eu/Document/f00258612c696bdac6837cd211431f29/e\\_65\\_32\\_27.pdf](https://www.tme.eu/Document/f00258612c696bdac6837cd211431f29/e_65_32_27.pdf)
- [13] Guangdong Fengming Electronic Science & Tech Co., Ltd. [online]. MKPH Induction Heating Capacitor dostupné z WWW:><http://bm-capacitor.com/5-3-resonant-capacitor/185041/>
- [14] All About Circuit [online]. Coil Inductance Calculator dostupné z WWW:><https://www.allaboutcircuits.com/tools/coil-inductance-calculator/>
- [15] Ing. Pavel Vorel, Ph.D.; Doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka [online]2004. Budiče výkonových tranzistoru MOSFET a IGBT dostupné z WWW:><http://www.elektrorevue.cz/clanky/04030/index.html>

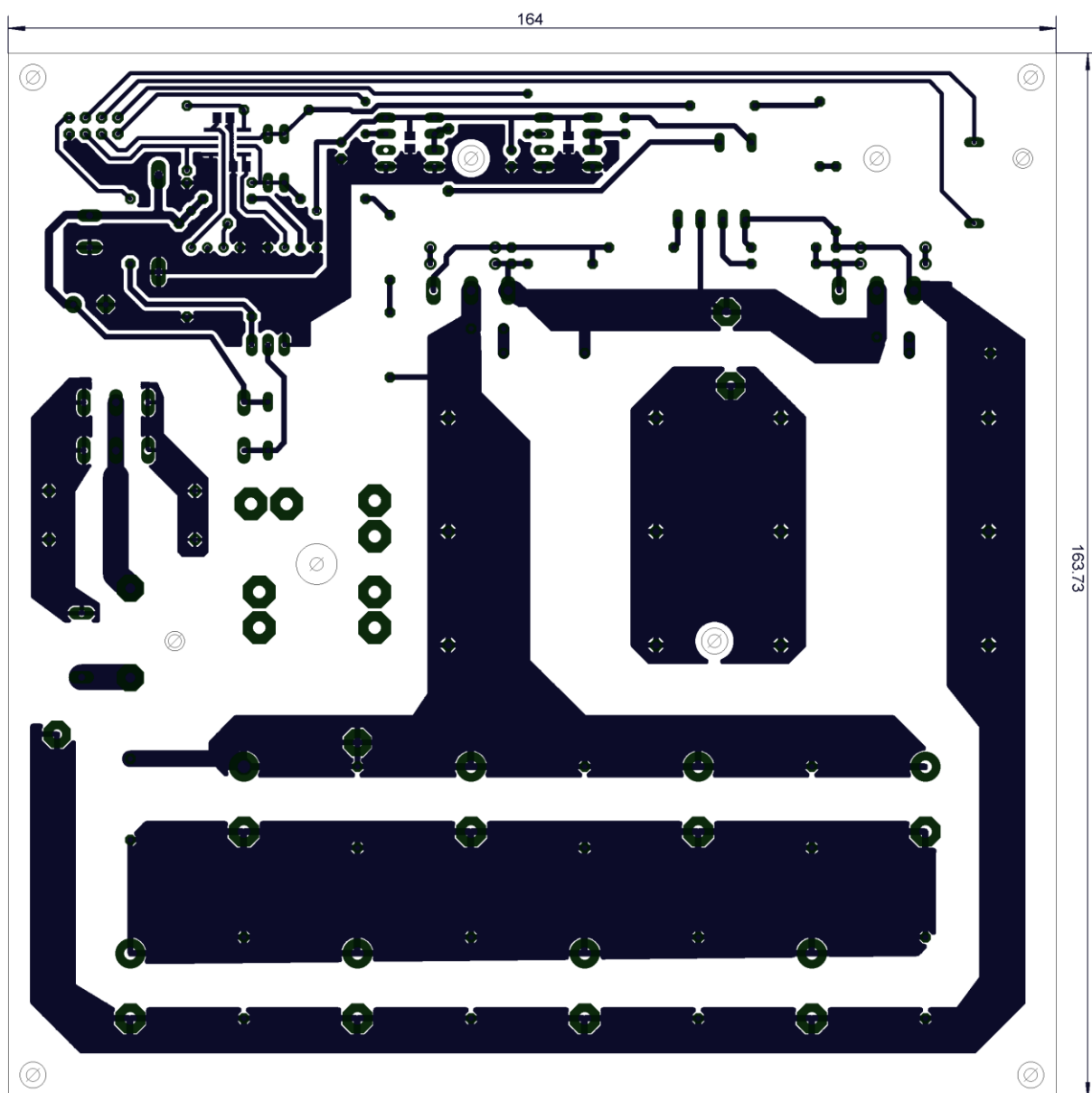
## **Zoznam príloh**

- A. Schéma zapojenia, výkonová časť
- B. Navrhnutá doska plošných spojov, výkonová časť
- C. Schéma zapojenia, riadiaca časť
- D. Navrhnutá doska plošných spojov, riadiaca časť
- E. Zariadenie: predná časť
- F. Zariadenie: zadná časť

## A. Schéma zapojenia, výkonová časť

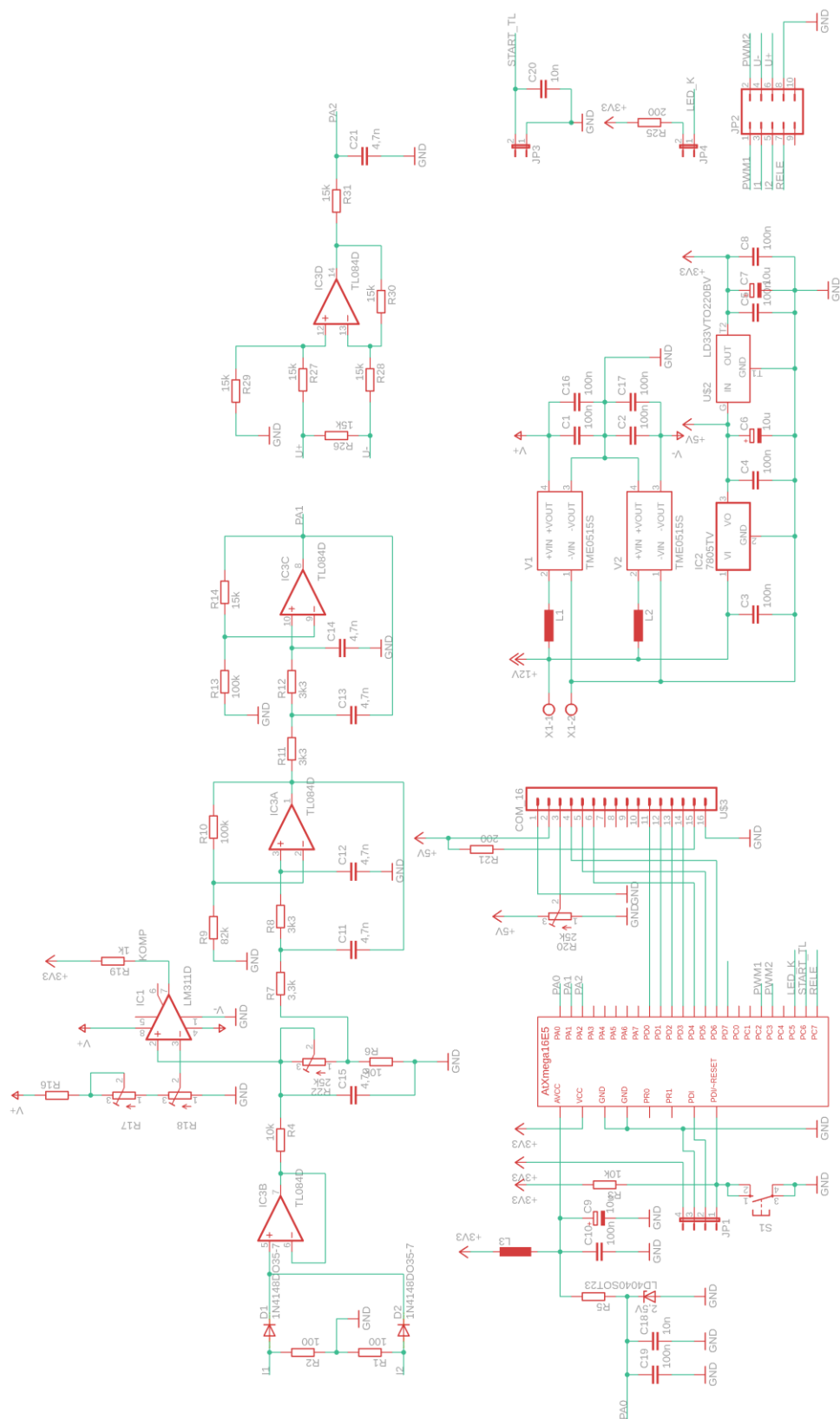


B. Navrhnutá doska plošných spojov, výkonová časť

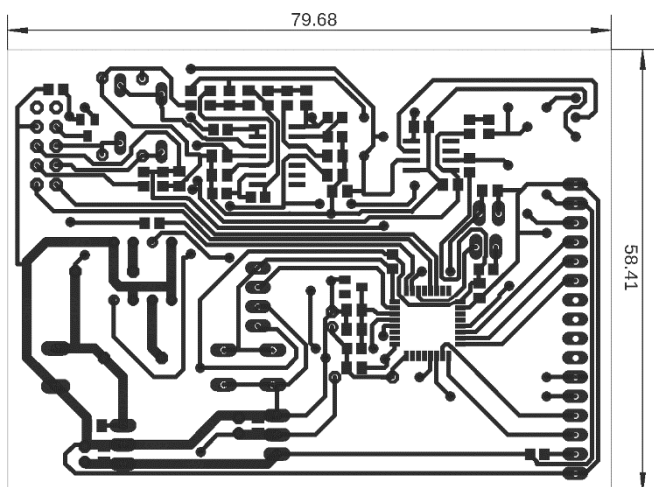




### C. Schéma zapojenia, riadiaca časť



D. Navrhnutá doska plošných spojov, riadiaca časť



E. Zariadenie: predná časť



F. Zariadenie: zadná časť

